

Dispersionsmanagement in optischen 160 Gbit/s – Übertragungssystemen

von Diplom-Ingenieurin
Beate Konrad
aus Berlin

von der Fakultät IV – Elektrotechnik und Informatik
der Technischen Universität Berlin
zur Erlangung des akademischen Grades

Doktorin der Ingenieurwissenschaften
– Dr.-Ing. –

genehmigte Dissertation

Promotionsausschuss:

Vorsitzender: Prof. Dr.-Ing. Th. Sikora

1. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. K. Petermann

2. Gutachter: Prof. Dr. rer. nat. H.-G. Weber

Tag der wissenschaftlichen Aussprache: 18. Februar 2004

Berlin 2004
D 83

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	5
1.1	Stand der Technik	6
1.2	Ziel der Arbeit	9
2	Grundlagen	11
2.1	Optische Sender	11
2.1.1	ETDM-Sender	11
2.1.2	OTDM-Sender	12
2.1.3	WDM-Sender	14
2.2	Lichtwellenleiter	15
2.2.1	Lineare Effekte	15
2.2.2	Nichtlineare Effekte	21
2.2.3	Fasertypen	30
2.2.4	Berechnung der Signalausbreitung	32
2.3	Optische Verstärker	35
2.3.1	Erbiumdotierte Faserverstärker	36
2.3.2	Raman-Faserverstärker	42
2.4	Optische Empfänger	43
2.4.1	Modellierung des optischen Empfängers	43
2.4.2	Rauschbetrachtungen	45
3	Bewertung von numerischen Simulationen	49
3.1	Bewertungskriterien	49
3.1.1	BER-Schätzung und Q-Faktor	49
3.1.2	Eye-Opening Penalty	53
3.2	Wichtige Aspekte von numerischen Simulationen	54
3.2.1	Länge des Bitwortes	56
3.2.2	Exemplarischer Vergleich von Bewertungskriterien	59
4	Optimale Faserdispersion	65
4.1	TDM-Systeme	65
4.2	WDM-Systeme	74
4.2.1	Filterung	75
4.2.2	WDM-Übertragung	77

5	Dispersionskompensation in 160 Gbit/s TDM-Systemen	85
5.1	Dispersionskompensation für Übertragungsstrecken eines Fasertyps .	86
5.1.1	Dispersionstoleranz	87
5.1.2	Dispersionskompensationsschemata	90
5.2	Kaskadierung verschiedener Fasertypen	96
6	Zusammenfassung	103
	Symbolverzeichnis	107
	Abkürzungsverzeichnis	111
	Literaturverzeichnis	113

1 Einleitung

Im Übergang vom Industrie- zum Informationszeitalter kommt dem Bedarf an Übertragungskapazität für Anwendungen im Bereich der Telefonie, des Internets oder der Medien eine stetig steigende Bedeutung zu. Die optische Nachrichtentechnik, die heutzutage die Grundlage regionaler, terrestrischer und transozeanischer Kommunikationsnetze darstellt, ist eine relativ junge Disziplin in der Elektrotechnik. Die Erfindung des Lasers (Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation – LASER) 1960 [1] gilt meist als Ausgangspunkt für die Entwicklung der Datenübertragung über Lichtwellenleiter. Es dauerte allerdings noch mehr als ein Jahrzehnt, bis die Faserdämpfung von 1000 dB/km in den sechziger Jahren auf 20 dB/km in den siebziger Jahren gesenkt und der erste GaAs-Halbleiterlaser 1970 entwickelt worden war [2], so dass eine optische Nachrichtenübertragung im Bereich des Möglichen schien. Bei den frühen Übertragungsmedien handelte es sich um Mehrmodenfasern. Die ersten faseroptischen Kommunikationssysteme konnten Anfang der 80er Jahre bei einer Wellenlänge von 800 nm realisiert werden. Kurz danach folgten Systeme bei einer Wellenlänge von 1300 nm, da die niedrigere Dämpfung in diesem Wellenlängenbereich einen Anreiz darstellte und in der Zwischenzeit InGaAsP-Halbleiterlaser und -photodioden erhältlich waren.

Mit dem technologischen Fortschritt bei der Herstellung von Einmodenfasern, die die Begrenzung der Übertragung durch Modendispersion umgingen, kamen die ersten entsprechenden Systeme ebenfalls bei 1300 nm wegen der in diesem Wellenlängenbereich niedrigen chromatischen Dispersion Mitte der 80er Jahre auf. Wegen des Dämpfungsminimums des Glasmaterials bei 1550 nm verschob sich das Interesse wiederum zu diesem Wellenlängenbereich. Die starke chromatische Dispersion der ersten Einmodenfasern stellte eine neue Limitierung dar und initiierte die Entwicklung von neuen Halbleiterlasern mit begrenztem Laserspektrum oder von dispersionsverschobener Faser (Dispersion-Shifted Fiber – DSF) mit einem Dispersionsminimum bei 1550 nm. Die ersten Kommunikationssysteme mit einer Datenrate von 2,5 Gbit/s kamen 1990 zum Einsatz [2]. Die aufwändigen elektro-optischen Regeneratoren konnten wenig später durch optische Verstärker bei 1550 nm ersetzt werden. Systeme mit erbi-dotierten Faserverstärkern wurden erstmals Anfang der 90er Jahre installiert und ermöglichten den Ausbau von transozeanischen Verbindungen. Mitte der 90er Jahre folgten als nächste Stufe der Entwicklung Systeme für die Übertragung von 10 Gbit/s. Mit dieser hohen Datenrate erlangte die Dispersionskompensation Bedeutung.

Parallel zur Einführung von 10 Gbit/s bei einer einzelnen Wellenlänge übertragenden Systemen (Time Division Multiplex – TDM) kamen bei verschiedenen Wel-

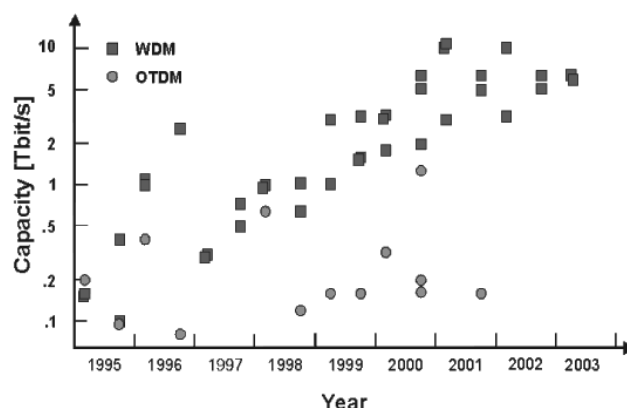


Abbildung 1.1: Entwicklung der Übertragungskapazität in der Forschung im Laufe der letzten Jahre (aus [3])

lenlängen 2,5 Gbit/s übertragende Systeme (Wavelength Division Multiplex – WDM) zur Erhöhung der Datenrate auf. Die kommerzielle Einführung von 40 Gbit/s Übertragungssystemen steht noch aus, vielmehr werden derzeit aus Kostengründen Mehrkanalsysteme mit 10 Gbit/s pro Wellenlänge vorgezogen. Dem übertriebenen Optimismus und extrem hohen Investitionen in die optische Nachrichtentechnik um den Jahrtausendwechsel folgte ein umso einschneidenderer Konjunktüreintrich in diesem Bereich. Wegen der zur Zeit überdurchschnittlich großen Differenz zwischen Forschung und kommerziellem Einsatz schreitet die technische Weiterentwicklung inzwischen langsamer voran. Dennoch steigt die Nachfrage nach Übertragungskapazität weiter kontinuierlich an und wird auf Dauer zu einer Weiterentwicklung von optischen Kommunikationssystemen führen (vergleiche Abbildung 1.1).

1.1 Stand der Technik

Eine Steigerung der Systemkapazität kann durch die Erhöhung der Kanaldatenrate oder durch die Erhöhung der Kanalanzahl erreicht werden, wovon Abbildung 1.2 einen Eindruck gibt. Vor allem die letzte Variante hat im Laufe der Zeit dazu geführt, dass die optische Bandbreite nicht mehr als grenzenlos betrachtet werden kann. Zur Nutzung des C-Bandes bei einer Wellenlänge von 1531 nm bis 1562 nm kam die des L-Bandes bei einer Wellenlänge von 1564 nm bis 1610 nm hinzu. Alternativ wird die Systemkapazität zunehmend durch die Verringerung der Kanalabstände erhöht. Experimentell wurden bislang TDM-Übertragungen mit bis zu 1,2 Tbit/s (in [4]) und WDM-Übertragungen mit bis zu 11 Tbit/s (273×40 Gbit/s in [5]) sowie eine spektrale Effizienz von 0,8 bit/s/Hz ($N \times 40$ Gbit/s in [6] und $N \times 80$ Gbit/s in [7]) realisiert. Die Reduzierung der Zahl der Komponenten sowie die Verringerung des Aufwandes für die

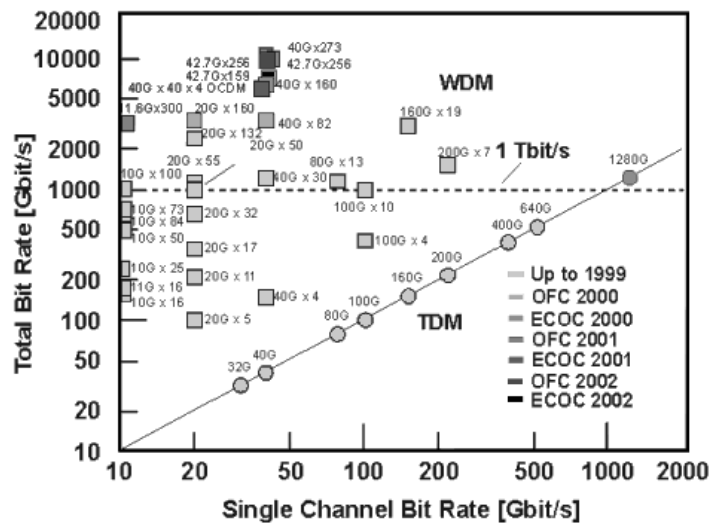


Abbildung 1.2: Einkanal- und Mehrkanalsystemexperimente der letzten Jahre (aus [3], Stand Ende 2002)

Administration und das Routing im Netzwerk stellen im allgemeinen eine Motivation für eine Erhöhung der Datenrate pro Kanal dar [8]. Dem gegenüber stehen erhöhte Anforderungen an die einzelnen Komponenten. Dem Abwägen der Kostenfaktoren geht dementsprechend die Untersuchung der technischen Machbarkeit voraus.

Die Generierung eines TDM-Signals mit einer Datenrate von bis zu 40 Gbit/s ist elektrisch möglich (Electric Time Division Multiplex – ETDM) und wird häufig eingesetzt. Der nächste Schritt zu einer höheren Datenrate hin zu 160 Gbit/s erfordert aus Mangel an geeigneten schnellen elektrischen Komponenten derzeit immer noch eine optische Generierung des Signals (Optical Time Division Multiplex – OTDM) durch zeitliche Schachtelung von elektrisch generierten 16×10 Gbit/s oder 4×40 Gbit/s Signalen im Sender und ein optisches Schalten der einzelnen Kanalanteile zur anschließenden elektrischen Detektion im Empfänger. Dies ist zum Beispiel aufgrund der Signalverzögerung im Optischen und der Beschränkung auf Interferenzeffekte zur Umsetzung optischer Komponenten anspruchsvoll. Der Aufbau eines OTDM-Senders ist aufwändiger und kostenintensiver als der eines ETDM-Senders, was langfristig auf die Entwicklung einer elektrischen Generierung eines 160 Gbit/s Datensignals hinauslaufen wird. Erste Fortschritte zeigen die Realisierung eines auf einem Elektroabsorptionsmodulator basierenden 80 Gbit/s ETDM-Senders [9] und eines Modulators mit einer Bandbreite von bis zu 200 GHz [10].

Die Wahl des Modulationsformates war bis vor einigen Jahren meist auf Nonreturn-to-Zero (NRZ) und Return-to-Zero (RZ) Modulation als Form von Amplitudenmodulation ohne Berücksichtigung der Phase beschränkt (On-Off Keying – OOK). Während die NRZ-Übertragung bei 2,5 Gbit/s und 10 Gbit/s am weitesten verbreitet ist [2], stellte sich bei 40 Gbit/s die RZ-Übertragung bezüglich des Übertragungsver-

haltens im Lichtwellenleiter als vorteilhaft heraus [11]. Verschiedene Arbeiten zeigten ein verbessertes Übertragungsverhalten bei kürzeren Pulsen [12, 13]. In den letzten Jahren wurden zunehmend alternative Modulationsformate vorallem für die Übertragung von $N \times 40$ Gbit/s untersucht (zum Beispiel [14, 15, 16]), wobei meist eine Verbesserung des Übertragungsverhaltens durch Modifikation der Phase eines Signals angestrebt wird. Auch bei der Übertragung von 160 Gbit/s wird neuerdings auf Phasenmodulation [17] oder Modulationsformate wie RZ mit unterdrücktem Träger (Carrier-Suppressed Return-to-Zero – CS-RZ) [18, 19] oder Differenzphasentastung (Return-to-Zero Differential Phase Shift Keying – RZ-DPSK) [20] zurückgegriffen. Eine Reduktion der Bitfehlerrate wird ebenfalls durch die bitweise Änderung der Polarisation erreicht (Polarisations-Multiplex – PMUX) [21, 22, 23] (siehe Abbildung 1.3). Zusätzlich findet zunehmend Forward-Error Correction (FEC) Anwendung [24, 25]. Diese senderseitige Kodierung bedingt eine leicht erhöhte Bitrate aufgrund zusätzlicher, redundanter Information, die eine erhöhte Bitfehlerrate zur fehlerfreien Datenübertragung zulässt.

Neben der hochdispersiven Standard-Faser (Standard-Single Mode Fiber – SSMF) wird zunehmend die Nonzero-Dispersion Shifted Fiber (NZDSF) mit einer vergleichsweise geringen Dispersion eingesetzt. Diese weist ein besseres Übertragungsverhalten bezüglich der Nichtlinearitäten als die DSF auf und eine nicht so aufwendige Dispersionskompensation wie bei der SSMF. Inwieweit SSMF oder NZDSF bezüglich der physikalischen Übertragungseigenschaften zu bevorzugen sind, wurde lange Zeit widersprüchlich beantwortet. Beide Fasertypen werden bei 160 Gbit/s Übertragungsexperimenten in den verschiedensten Konfigurationen eingesetzt, zum Beispiel SSMF in [26, 22, 27, 28] und NZDSF in [29, 30, 31, 32]. Relativ neu sind Fasern mit gemäßigter Dispersion in Kombination mit Fasern entgegengesetzter Dispersion [33, 20]. Die kompensierende Faser ist in diesem Fall Teil der Übertragungsstrecke. Zur Dispersionskompensation üblich sind Dispersionskompensationsmodule, die der Übertragungsfaser vor- oder nachgeschaltet werden, meist dispersionskompensierende Fasern, aber auch Gitter-Strukturen wie zum Beispiel Bragg-Gitter oder Arrayed-Waveguide Gratings (AWGs). Der Ausgleich der Faserverluste erfolgt innerhalb der Strecke außer durch erbiumdotierte Faserverstärker auch zunehmend durch Raman-Faserverstärker.

Die Zahl der Übertragungsexperimente auf der Basis von 160 Gbit/s pro Kanal ist in den letzten Jahren kontinuierlich gestiegen, wie Abbildung 1.3 wiedergibt [34, 35, 21, 36, 28, 37, 26, 32, 31, 22, 29, 27, 30, 38, 23, 20, 39, 25, 18, 19, 40, 17, 41]. Derzeit wird nicht nur die Realisierung an sich, sondern auch die Vereinfachung hinsichtlich technischem und finanziellem Aufwand angestrebt. Ein Ansatz ist die Gewährleistung eines ausreichend großen Extinktionsverhältnisses des Sendesignals mit nur einem Modulator [40], ein anderer Taktrückgewinnung und Demultiplex mit Hilfe nur eines Modulators [42]. Mit dem zum Demultiplex eines OTDM-Signals notwendigen optischen Schalten [43, 32, 44, 45] gehen die Anfänge der Entwicklung der optischen Signalverarbeitung einher. Komponenten wie Add/Drop-Multiplexer

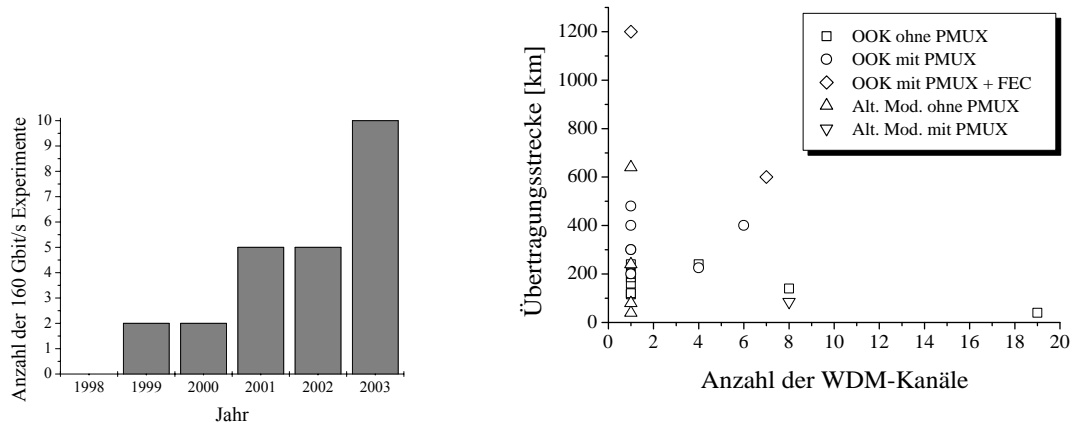


Abbildung 1.3: Übersicht über die Experimente zur Übertragung von $N \times 160$ Gbit/s während der letzten Jahre (Stand Ende 2003)

sind ein Schritt in Richtung transparenter Netze, die langfristig die opaken Netze mit der immer noch auf der Netzwerkebene eingesetzten elektro-optischen Wandlung ablösen sollen.

1.2 Ziel der Arbeit

Zu Beginn dieser Arbeit waren $N \times 40$ Gbit/s Systeme als nächste Generation optischer Übertragungssysteme im Fokus der Forschung. Die $N \times 160$ Gbit/s Übertragung war noch nicht ins Blickfeld gerückt und bot viel Raum für erste Untersuchungen. Die aus physikalischer Sicht mit der stetigen Vervielfachung der Datenrate verbundene Frage ist, inwieweit diese eine Erhöhung der Übertragungskapazität ermöglicht. Langfristig ist daher zu klären, ob $N \times 160$ Gbit/s Systeme eine bessere Übertragungsqualität bieten können als $4N \times 40$ Gbit/s oder $16N \times 10$ Gbit/s Systeme. Einen ersten Schritt auf diesem Weg stellen grundlegende theoretische Untersuchungen in Form von numerischen Simulationen dar. Diese bieten den Vorteil, die wichtigsten Effekte isoliert betrachten zu können, um das generelle Systemverhalten zu ermitteln, und dies ohne großen apparativen und finanziellen Aufwand wie bei experimentellen Untersuchungen.

In dieser Arbeit wird die Punkt-zu-Punkt-Übertragung von $N \times 160$ Gbit/s hinsichtlich der physikalischen Effekte auf der Übertragungsstrecke untersucht. Zunächst erfolgt die Analyse von Einkanal-Systemen, die dann an einigen Stellen durch die von Mehrkanal-Systemen ergänzt wird. Dabei handelt es sich um terrestrische Übertragungssysteme mit Einmodenfasern bei einer Wellenlänge von ungefähr 1550 nm. Der Schwerpunkt liegt auf der Interaktion von chromatischer Dispersion und nichtlinearen Effekten, die zu den Hauptursachen der Störung der Übertragung gehören. Um

eine grundlegende Einsicht in diese Vorgänge im Lichtwellenleiter zu erhalten, werden einige weitere Effekte wie Polarisationsmodendispersion oder Phasenrauschen der Halbleiterlaser nicht berücksichtigt. Da sich der Blick auf den Ausbau bestehender Systeme richtet, wird Solitonen-Übertragung nicht mit einbezogen. Die untersuchten optischen Übertragungsstrecken setzen sich aus dispersiven Übertragungsfasern, dispersionskompensierenden Fasern und erbiumdotierten Faserverstärkern zusammen.

Die Besonderheit der Signalübertragung über Lichtwellenleiter ist das Auftreten intensitätsabhängiger und damit nichtlinearer Effekte, deren Auswirkungen maßgeblich durch die chromatische Dispersion bestimmt werden. Um die Übertragung zu optimieren, wird die lokale Faserdispersion, die Anordnung der Fasern und die Verteilung der Vor- und Nachkompensation der Dispersion untersucht. Richtlinien hinsichtlich dieses Dispersionsmanagement genannten Systemdesigns für die Übertragung von 160 Gbit/s geben zu können, ist Ziel dieser Arbeit. Eine wichtige Rolle spielt hier die Ermittlung der optimalen chromatischen Dispersion der Fasern. Da sich die Vielzahl der erhältlichen Fasertypen gerade darin hauptsächlich unterscheidet, kommt dieser Fragestellung eine wichtige wirtschaftliche Bedeutung zu. Die vorliegende Arbeit deckt durch die nichtlinearen Effekte bedingte Besonderheiten bei der Übertragung hoher Bitraten auf und leitet daraus generelle Designrichtlinien für die Übertragung von 160 Gbit/s ab. Sofern skalierbar, werden die Ergebnisse allgemein auf hohe Kanaldatenraten angewandt.

2 Grundlagen

Die in dieser Arbeit untersuchten terrestrischen Übertragungssysteme basieren auf der Intensitätsmodulation des Lichts zur optischen Signalübertragung über Lichtwellenleiter. Entsprechend werden die im folgenden vorgestellten einzelnen Systemkomponenten ausgelegt.

2.1 Optische Sender

Das Prinzip eines Senders in der optischen Nachrichtentechnik beruht auf der Wandlung von elektrischer in optische Leistung durch Halbleiterbauelemente. Je nachdem, ob einzelne Kanalanteile im elektrischen oder im optischen Bereich zu einem resultierenden Kanal bei einer gemeinsamen Trägerwellenlänge zeitlich ineinander geschachtelt werden (Time Division Multiplex – TDM), ist von elektrischem Zeitmultiplex (Electrical Time Division Multiplex – ETDM) oder optischem Zeitmultiplex (Optical Time Division Multiplex – OTDM) die Rede. Die gleichzeitige Übertragung mehrerer solcher Kanäle über verschiedene Wellenlängen wird als Wellenlängenmultiplex (Wavelength Division Multiplex – WDM) bezeichnet.

2.1.1 ETDM-Sender

Das Modulationsverhalten von lichtemittierenden Dioden (Light-Emitting Diodes – LED) wird durch die Ladungsträgerdynamik bestimmt. Die Modulationsgrenzfrequenz ist umgekehrt proportional zur Lebensdauer der Ladungsträger und liegt bei InGaAsP-LEDs typischerweise zwischen 50 MHz und 140 MHz [2]. Die Modulationsbandbreite von Halbleiterlasern ist mit bis zu 10 GHz deutlich höher, begrenzt den Einsatz von direkter Modulation allerdings auf Datenraten unter 10 Gbit/s. Die Amplitudenmodulation von Halbleiterlasern führt zudem zu einer Phasenmodulation, und damit zu starkem Chirp, was sich sehr nachteilig auf die Übertragung höherer Datenraten auswirkt. Bei Datenraten von 10 Gbit/s und 40 Gbit/s wird externe Modulation zur Erzeugung einer Pulsfolge eingesetzt. Abbildung 2.1 zeigt den Aufbau eines optischen Senders nach diesem Verfahren. Die Erzeugung des Bitwortes sowie die Pulsformung finden elektrisch statt. Es handelt sich dann wie bereits erwähnt um ETDM. Mit dem resultierenden Signal wird die konstante Ausgangsleistung einer Laserdiode über einen externen Modulator amplitudenmoduliert. Die daraus hervorgehenden optischen Pulse sind idealerweise in Phase. Externe Modulation ermöglicht

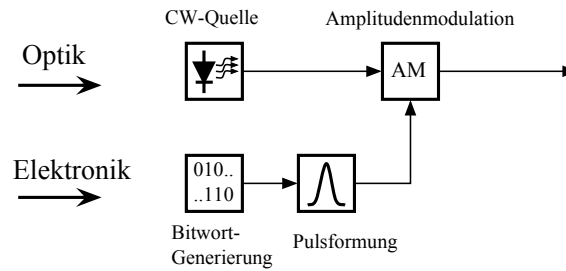


Abbildung 2.1: Schema eines ETDM-Senders mit externer Modulation

eine größere Stabilität der Wellenlänge, ein höheres Extinktionsverhältnis und die Vermeidung von Chirp gegenüber der internen Modulation.

Im Zusammenhang mit der die Lichtemission ermöglichenden Elektronen-Loch-Kombination im Halbleiter kommt es nicht nur zu einer hinsichtlich des Nutzsignals gewünschten stimulierten Emission, sondern auch zu einer spontanen Emission. Die spontane Emission sowie das Schrotrauschen genannten Quantenrauschen stellen die Hauptursache für das Rauschen in optischen Sendern dar und resultieren in einer Aufweitung der Laserlinie. Bei einer typischen Linienbreite von ungefähr 10 MHz kann dieses jedoch bei der Generierung von hohen Datenraten (40 Gbit/s und mehr) vernachlässigt werden.

Zur Amplitudenmodulation werden Mach-Zehnder-Interferometer oder Elektroabsorptionsmodulatoren genutzt. In Mach-Zehnder-Modulatoren wird die optische Leistung je zur Hälfte in zwei Wellenleiterarme aufgeteilt. Abhängig von der jeweils angelegten Spannung erfährt das Licht durch den elektrooptischen Effekt eine Phasenverschiebung. Je nach Phasendifferenz – idealerweise 0 oder π – kommt es bei der Addition der Signale beim Zusammenführen der beiden Wellenleiterarme zu konstruktiver oder destruktiver Interferenz. In Elektroabsorptionsmodulatoren wird der Franz-Keldysh-Effekt zur Modulation genutzt [46]: In einem Halbleiter sinkt der effektive Bandabstand des Materials, wenn ein elektrisches Feld angelegt wird, was zur Absorption von Licht führt. Der Vorteil dieses Modulators ist seine Integrierbarkeit auf einem Chip mit dem Halbleiterlaser.

2.1.2 OTDM-Sender

Für Datenraten höher als 40 Gbit/s gibt es bislang keine Realisierung der elektrischen Seite der Pulsgenerierung. Daher werden die einzelnen TDM-Kanäle mit einer Datenrate von 10 Gbit/s oder 40 Gbit/s ausgehend von einer gemeinsamen optischen Pulsquelle mit kurzen Pulsen getrennt moduliert, und die jeweiligen optischen Pulsfolgen werden im optischen Bereich zeitlich ineinander verschachtelt (z.B. 4×40 Gbit/s in [9, 29, 22, 27]). Aus diesem Vorgehen ergibt sich die Bezeichnung OTDM. In Abbildung 2.2 ist dieses Prinzip dargestellt. Die Verzögerung der einzelnen Kanäle wird mit Hilfe von Faserstrecken realisiert und führt zu Sprüngen der optischen Phase

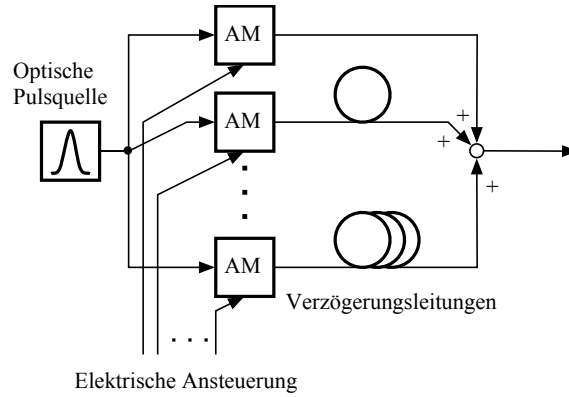


Abbildung 2.2: Schema eines OTDM-Senders

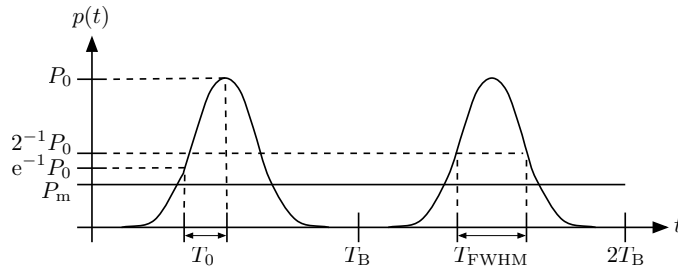


Abbildung 2.3: Charakteristische Werte zur Beschreibung eines Sendesignals

zwischen den einzelnen Pulsen. Sofern die jeweiligen Phasenlagen exakt kontrollierbar sind, können periodische optische Phasensprünge erreicht werden [47]. Praktisch unterliegt die Phasenlage der Pulse einer nicht kontrollierbaren, stochastischen Fluktuation.

Da OTDM-Module erheblich aufwändiger als ETDM-Module sind, ist langfristig mit der Entwicklung von 160 Gbit/s ETDM-Sendern zu rechnen. Ein Meilenstein auf dem Weg dorthin ist die Realisierung von 160 GHz Modulatoren [10]. Aus diesem Grund wird der Phasenunterschied der Pulse bei der Modellierung des Senders nicht weiter berücksichtigt und quasi eine ETDM-Generierung der Pulse angesetzt. Zudem entspricht eine konstruktive, also phasengleiche Überlagerung der zeitlich ineinander verschachtelten Pulsfolgen im Sender einem Modulationsformat mit vergleichsweise schlechtem Übertragungsverhalten [47, 48, 49] und stellt so eine konservative Abschätzung der Signalstörungen bei einer OTDM-Generierung mit unbekanntem, fluktuierendem Phasenverlauf dar.

Die Charakterisierung eines Sendesignals kann auf verschiedene Weise erfolgen. Abbildung 2.3 zeigt einige charakteristische Daten anhand des Verlaufs der Leistung p über der Zeit t zweier Pulse. Dabei bezeichnet P_0 die Pulsspitzenleistung, P_m die (üblicherweise angegebene) zeitlich gemittelte Leistung, $T_B = 1/B$ die Bitdauer

als Kehrwert der Bitrate B , T_0 die $1/e$ - Halbwertsbreite eines Pulses und T_{FWHM} die Pulsbreite bei halber Spitzenleistung (Full Width at Half Maximum – FWHM). Oft wird auch das Tastverhältnis $\tau = T_{\text{FWHM}}/T_B$ angegeben. Für $\tau=1,0$ ergibt sich ein nonreturn-to-zero (NRZ) Signal, für $\tau < 1,0$ ein return-to-zero (RZ) Signal. Da bislang keine sehr kurzen näherungsweise rechteckförmigen Pulse realisiert werden können und realistische sekanshyperbolikusähnliche Pulse eine breite Flanke haben, durch die es bei entsprechender Pulsbreite schon bei der Generierung des Signals zu unerwünschter Pulsüberlappungen kommen kann, bleibt praktisch nur RZ-Übertragung von 160 Gbit/s pro Wellenlänge.

Bei der Erzeugung sehr kurzer Pulse, meist mit modengekoppelten Halbleiterlasern [50], wird in Experimenten z.B. durch einen Autokorrelator eine Pulsform gemessen, die recht gut der Form eines Sekanshyperbolikus entspricht [39, 51, 52]. Aus diesem Grund wird der optische Sender hier als eine direkte Erzeugung einer optischen Folge von Sekanshyperbolikus-Pulsen modelliert. Die Einhüllende des Pulszuges ergibt sich zu

$$A(z = 0, t) = \sqrt{P_0} \sum_{k=0}^{N-1} b_k \operatorname{sech} \left(\frac{t - kT_B}{T_0} \right) \quad (2.1)$$

mit den N Elementen des Bitwortes $b_n \in 0, 1$. Für die Pulsbreite gilt für Sekanshyperbolikus-Pulse

$$T_{\text{FWHM}} = 2 \ln(1 + \sqrt{2}) T_0 \approx 1,763 T_0 \quad (2.2)$$

2.1.3 WDM-Sender

Außer der TDM-Übertragung ist die WDM-Übertragung zur Kapazitätssteigerung von Bedeutung. Dabei werden einzelne Kanäle bei verschiedenen Wellenlängen gleichzeitig übertragen. Abbildung 2.4 zeigt schematisch den Aufbau eines WDM-Senders. Die TDM-Signale bei den Wellenlängen $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_N$ werden im Wellenlängen-Multiplexer (MUX) zusammengefasst und das resultierende Signal in die Glasfaser eingespeist. Bei sehr großem Kanalabstand der einzelnen WDM-Kanäle ist keine Filterung der einzelnen Kanäle im Sender zur Verringerung des linearen Übersprechens aufgrund von spektraler Überlappung nötig. Im Modell entspricht der MUX daher einem idealen Addierer. Mit abnehmendem Kanalabstand zur Erhöhung der Übertragungskapazität in einem begrenzten Übertragungsfenster ist dagegen der Einsatz von Filtern und deren Optimierung notwendig, wie eines der folgenden Kapitel zeigen wird.

Der Begriff der spektralen Effizienz bezieht sich auf das Verhältnis von Bitrate zu Kanalabstand. Bei hoher spektraler Effizienz wird von Dense Wavelength Division Multiplex (DWDM) gesprochen. Welchem konkreten Wert dies entspricht, ist nicht einheitlich geregelt. Spätestens ab einer spektralen Effizienz von 0,4 bit/s/Hz ist die Verwendung dieser Bezeichnung jedoch üblich (siehe zum Beispiel [30, 41]).

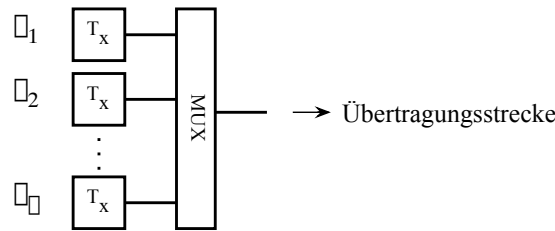


Abbildung 2.4: Schematischer Aufbau eines optischen WDM-Senders

2.2 Lichtwellenleiter

Bei der für die terrestrische Übertragung über einige hundert Kilometer relevanten Einmodenfaser (Single-Mode Fiber – SMF) liegt eine sehr geringe Brechzahl Differenz zwischen Kern und Mantel vor, und die Ausdehnung des Mantels kann für die Berechnung der Feldverteilung zu unendlich genähert werden. Bei der dann vorliegenden schwachen Wellenführung handelt es sich beim LP_{01} -Mode um den Grundmode [53, 46]. In dieser Arbeit wird von einer Isotropie des Fasermaterials ausgegangen und nur eine Polarisierung berücksichtigt.

2.2.1 Lineare Effekte

2.2.1.1 Dämpfung

Die Dämpfung eines einmodigen Lichtwellenleiters ist mit 0,2 bis 0,6 dB/km bei 1550 nm gegenüber der von metallischen Leitern sehr gering. Bei den hier betrachteten langen Übertragungsstrecken in terrestrischen Systemen bedeutet dieser Effekt allerdings eine signifikante Begrenzung. Abbildung 2.5 zeigt den Verlauf der Dämpfung einer Einmodenfaser über der Wellenlänge.

Vor allem zwei Effekte tragen zur Dämpfung bei: Die Rayleigh-Streuung (Dämpfungskoeffizient α_S) wird durch mikroskopische Dichteschwankungen im Lichtwellenleiter verursacht, die während des Herstellungsprozesses beim Erstarren des flüssigen Glases zurückbleiben. An diesen unregelmäßigen Dichteschwankungen des Dielektrikums werden elektromagnetische Wellen mit zufälliger Phase gestreut. Die vorwärts gestreuten Anteile überlagern sich kohärent (elastische Streuung). Der Teil des rückwärts gestreuten Anteils, der sich ebenfalls kohärent überlagert, wird dementsprechend von der Ausbreitungsrichtung weggebrochene und trägt zur Dämpfung des sich vorwärts ausbreitenden Signals bei. Bei bidirektionalem Betrieb des Lichtwellenleiters mit hohen Leistungen, wie z.B. beim Einsatz von Raman-Faserverstärkern, ist darauf zu achten, dass mehrfache Rayleigh-Streuung zur Signaldegradation beitragen kann. Wie Abbildung 2.5 zu entnehmen ist, stellt Rayleigh-Streuung vor allem zu kleinen Wellenlängen hin den dominierenden Dämpfungseffekt dar. Die Infrarot-Absorption (Dämpfungskoeffizient α_{IR}) wird durch Schwingungsresonanzen der Mo-

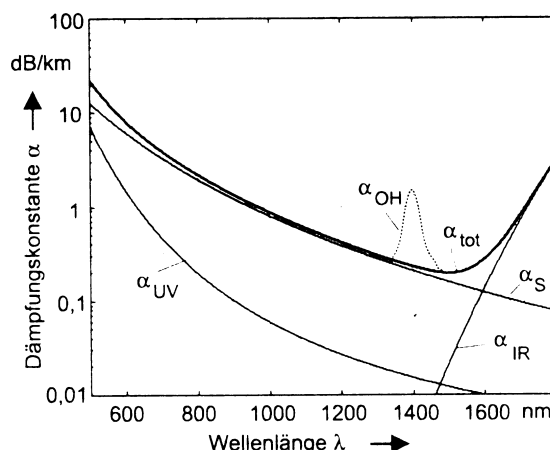


Abbildung 2.5: Verlauf der Dämpfung einer Einmodenfaser über der Wellenlänge (aus [46])

leküle, die aufgrund der amorphen Struktur des Quarzglases in den sichtbaren Bereich ragende Absorptionsbänder bilden, verursacht und nimmt mit steigender Wellenlänge zu.

Üblicherweise wird ein auf die Leistung bezogener Dämpfungskoeffizient α angegeben. Zum einen wird die Beziehung

$$P_{\text{aus}} = P_{\text{ein}} \exp(-\alpha L) \quad (2.3)$$

mit der in den Lichtwellenleiter eingestrahlt Leistung P_{ein} , der ausgangsseitigen Leistung P_{aus} , der Faserlänge L und dem Dämpfungskoeffizienten α angegeben, zum anderen findet die Beziehung

$$\alpha_{\text{dB}} = -\frac{10}{L} \log \left(\frac{P_{\text{aus}}}{P_{\text{ein}}} \right) \quad (2.4)$$

Verwendung. Auf letztere wird bei der Angabe von Faserdaten zurückgegriffen. Die Umrechnung ergibt $\alpha_{\text{dB}} \approx 4,343 \alpha$. Da sich im betrachteten dritten Fenster (Wellenlänge von 1480 bis 1580 nm) die Dämpfung über der Wellenlänge nur langsam ändert, kann bei 160 Gbit/s TDM-Übertragung von einem konstanten Dämpfungskoeffizienten ausgegangen werden.

2.2.1.2 Dispersion

Chromatische Dispersion zeichnet sich für die frequenzabhängigen Ausbreitungsgeschwindigkeiten der einzelnen Wellen verantwortlich. Die daraus resultierenden Laufzeitunterschiede führen zu Pulsaufweitungen beziehungsweise zum Auseinanderlaufen von Impulsen auf langen Übertragungsstrecken. Bei chromatischer Dispersion wird unterschieden in Materialdispersion, Wellenleiterdispersion und Profildispersion.

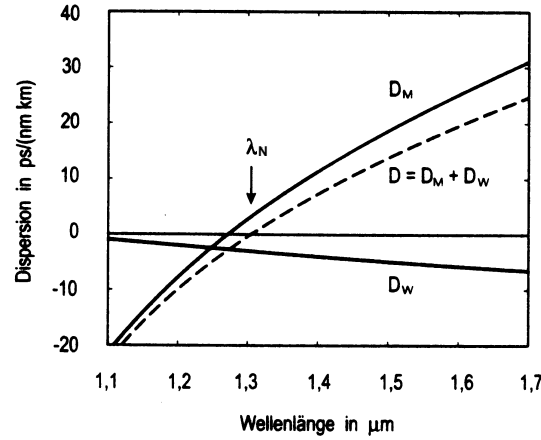


Abbildung 2.6: Dispersion in Abhängigkeit von der Wellenlänge für eine Standard-Einmodenfaser (nach [46])

Materialdispersion ist ein wichtiger Dispersionsmechanismus in Einmodenfasern und kann durch einen frequenzabhängigen Brechungsindex dargestellt werden [53]. Dessen Ursache sind die charakteristischen Resonanzfrequenzen, bei denen das Dielektrikum elektromagnetische Wellen durch oszillierende Bindungselektronen absorbiert.

Wellenleiterdispersion ergibt sich aus der Abhängigkeit der Eigenwerte der Wellengleichung von dem Verhältnis von Faserradius zu Wellenlänge und ist demnach auf die Führung der Lichtwellen innerhalb einer konkreten geometrischen Struktur zurückzuführen. Dieser Effekt verschiebt den Wellenlängenbereich geringster chromatischer Dispersion im Vergleich zu massivem Quarzglas zu größeren oder kleineren Wellenlängen hin [53]. Die der Wellenleiterdispersion zugeordnete Profildispersion entsteht durch das frequenzabhängige radiale Brechzahlprofil des Lichtwellenleiters, da die im Kern- und Mantelbereich unterschiedlich dotierten Quarzgläser nicht die gleiche Abhängigkeit der Brechzahl von der Wellenlänge aufweisen, und ist der schwächste unter den chromatischen Dispersionsmechanismen.

Die Gesamtdispersion D ergibt sich aus der Überlagerung der Materialdispersion D_M und der Wellenleiterdispersion D_W . Abbildung 2.6 zeigt den Verlauf der Dispersion über der Wellenlänge für eine Standardfaser. Die Nulldispersionswellenlänge λ_N bezeichnet die Wellenlänge, bei der $D = 0$ gilt.

Das komplexe, in x -Richtung linear polarisierte elektrische Feld im Lichtwellenleiter, dessen Realteil dem realen elektrischen Feld $\vec{E}(\vec{r}, t)$ entspricht ($\vec{E}(\vec{r}, t) = \text{Re}\{\vec{E}(\vec{r}, t)\}$), kann im Zeitbereich als

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = F(x, y)A(z, t)e^{-j(\beta z - \omega_0 t)}\vec{e}_x \quad (2.5)$$

dargestellt werden, wobei \vec{r} den Ortsvektor, $F(x, y)$ die transversale Feldverteilung

des LP_{01} -Grundmodes, $A(z, t)$ die langsam veränderliche Einhüllende des elektrischen Feldes, βz die orts- und frequenzabhängige Phase und ω_0 die optische Trägerkreisfrequenz bezeichnet. Die Einhüllende $A(z, t)$ ist derart normiert, dass für die Leistung $P(z, t) = |A(z, t)|^2$ gilt. Im Frequenzbereich ergibt sich entsprechend

$$\vec{E}(\vec{r}, \omega) = F(x, y)A(z, \omega - \omega_0)e^{-j\beta z}\vec{e}_x \quad (2.6)$$

mit der Fourier-Transformierten $A(z, \omega - \omega_0)$ von $A(z, t)$. Die Ausbreitungsgleichung im rein dispersiven Wellenleiter lautet dann

$$\frac{\partial A(z, \omega - \omega_0)}{\partial z} + j\beta(\omega)A(z, \omega - \omega_0) = 0 \quad (2.7)$$

Die Funktion $\beta(\omega)$ wird in eine Taylor-Reihe um die Trägerfrequenz ω_0 entwickelt

$$\beta(\omega) = n(\omega)\frac{\omega}{c} = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\beta_k}{k!} (\omega - \omega_0)^k \quad (2.8)$$

mit den Konstanten

$$\beta_k = \left(\frac{d^k \beta}{d\omega^k} \right)_{\omega=\omega_0} \quad k \in \mathbb{N}_0 \quad (2.9)$$

Die für die Ausbreitungsgeschwindigkeit eines Pulses relevante Gruppengeschwindigkeit $v_g = \frac{c}{n_g}$ mit dem Gruppenindex n_g ergibt sich aus dem Kehrwert der Phasenkonstante β_1 .

$$\beta_1 = \frac{n_g}{c} = \frac{1}{v_g} \quad (2.10)$$

Die Konstante β_2 entspricht der Dispersion und die Konstante β_3 der Dispersionssteigung über der Kreisfrequenz. Alternativ zu der von der Taylor-Reihe ausgehenden Angabe der Dispersion β_2 ist die Angabe der Dispersion über die Ableitung der Gruppenlaufzeit pro Länge des Lichtwellenleiters $\tau_g = 1/v_g$ nach der Wellenlänge gebräuchlich und wird in diesem Fall mit D bezeichnet. Analog gibt der Parameter S die Dispersionssteigung über der Wellenlänge an. Die Umrechnung ergibt sich zu

$$D = \frac{d\beta_1}{d\lambda} = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \quad (2.11)$$

$$S = \frac{dD}{d\lambda} = \frac{4\pi c}{\lambda^3} \left(\beta_2 + \frac{\pi c}{\lambda} \beta_3 \right) \quad (2.12)$$

oder andersherum

$$\beta_3 = \left(\frac{\lambda^2}{2\pi c} \right)^2 \left(S + \frac{2}{\lambda} D \right) \quad (2.13)$$

Bei $D > 0$ ($\beta_2 < 0$) wird bei einem Lichtwellenleiter von anomaler Dispersion und bei $D < 0$ ($\beta_2 > 0$) von normaler Dispersion gesprochen. Die Terme einer höherer als der

dritten Ordnung können bei der Übertragung von bis zu 160 Gbit/s vernachlässigt werden. Bei deutlich höheren Bitraten und entsprechend breiteren Spektren muss β_4 in die Berechnung mit einbezogen werden.

Nach der Definition über die Taylor-Reihe gilt

$$\beta_2|_\lambda = \beta_2|_{\lambda_0} + 2\pi c \left(\frac{1}{\lambda} - \frac{1}{\lambda_0} \right) \beta_3|_{\lambda_0} \quad (2.14)$$

und nach Einsetzen der vorangegangenen Gleichungen

$$D|_\lambda = \left(\frac{3\lambda_0^2}{\lambda^2} - \frac{2\lambda_0^3}{\lambda^3} \right) D|_{\lambda_0} + \frac{\lambda_0^3}{\lambda^3} (\lambda - \lambda_0) S|_{\lambda_0} \quad (2.15)$$

$$\approx D|_{\lambda_0} + (\lambda - \lambda_0) S|_{\lambda_0} \quad \text{für } \lambda \approx \lambda_0 \quad (2.16)$$

Letztere ist für den Fall eines im Verhältnis zur Trägerfrequenz schmalbandigen Signals und damit für die in dieser Arbeit betrachteten Datenraten ausreichend. Die Ausbreitungsgleichung im rein dispersiven Wellenleiter aus Gleichung 2.7 wird mit Hilfe eines mitbewegten Zeitfensters $T = t - \frac{z}{v_g}$ schließlich vereinfacht zu

$$\frac{\partial A(z, T)}{\partial z} = \frac{j}{2} \beta_2 \frac{\partial^2 A(z, T)}{\partial T^2} + \frac{1}{6} \beta_3 \frac{\partial^3 A(z, T)}{\partial T^3} \quad (2.17)$$

Für einen gaußförmigen Puls mit der initialen Pulsbreite T_0 ist Gleichung 2.17 bei Vernachlässigung von Dispersion höherer Ordnung ($\beta_3 = 0$) analytisch lösbar [53]. Die Lösung ist wiederum ein gaußförmiger Puls und lautet im chirpfreien Fall

$$A(z, T) = \sqrt{P_0} \frac{T_0}{\sqrt{T_0^2 + j\beta_2 z}} \exp \left(-\frac{T^2}{2(T_0^2 + j\beta_2 z)} \right) \quad (2.18)$$

Ausgehend von der ursprünglichen Pulsbreite, für die in diesem Fall $T_{\text{FWHM}} = 2\sqrt{\ln 2} T_0$ gilt, berechnet sich die Pulsbreite am Ort z zu

$$T_{0,z} = T_0 \sqrt{1 + \left(\frac{|\beta_2| z}{T_0^2} \right)^2} \quad (2.19)$$

Charakteristisch für hochbitratige TDM-Signale ist die extreme Pulsverbreiterung im Verlauf der Übertragung. Bei einer Dispersion von $D = 16 \text{ ps}/(\text{nm km})$ beziehungsweise $\beta_2 = 20,4 \text{ ps}^2/\text{km}$ für eine Wellenlänge von 1550 nm (Standardeinmodenfaser), einer Faserlänge von 20 km und einer senderseitigen Pulsbreite $T_{\text{FWHM}} = 1,3 \text{ ps}$ beträgt die Pulsbreite am Ende der Faser zum Beispiel $T_{\text{FWHM},20\text{km}} \approx 870 \text{ ps}$, was in etwa dem 140-fachen einer Bitdauer bei 160 Gbit/s entspricht.

Polarisationsmodendispersion (PMD) spielt in Einmodenfasern eine zunehmend größere Rolle. Der Grundmode besteht aus zwei entarteten Moden, die sich orthogonal polarisiert im Lichtwellenleiter ausbreiten. Dessen unvollkommene Geometrie

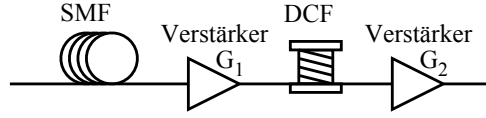


Abbildung 2.7: Exemplarischer Aufbau eines Segments einer Übertragungsstrecke

bewirkt eine Differenz der jeweiligen Ausbreitungskonstante, so dass sich die beiden Moden mit leicht unterschiedlicher Geschwindigkeit ausbreiten. Die mittlere Laufzeitdifferenz ist proportional zur Wurzel der Übertragungslänge [54]. Typische PMD-Werte von bereits verlegten Fasern liegen bei 0,1 bis 1 ps/ $\sqrt{\text{km}}$ [53], bei neuen Fasern bei nur 0,05 ps/ $\sqrt{\text{km}}$. Aufgrund der Anisotropie des Materials besteht dabei eine Kopplung der Moden, weshalb eine getrennte Betrachtung der beiden Hauptachsen nicht möglich ist. Im Verlauf der Ausbreitung führen diese zufälligen Geometrieschwankungen zu einer Drehung der Polarisierungen.

Mit steigender Bitrate und dementsprechend kleineren Pulsbreiten wird eine Berücksichtigung der PMD unausweichlich. In der Praxis werden Systeme mit Einkanal-Bitraten ab 40 Gbit/s nicht mehr ohne PMD-Kompensation auskommen können [55]. In Experimenten kann der Einfluss durch die Einstellung der Polarisation von Hand unterdrückt werden. Die Vernachlässigung der PMD ist unter dieser Bedingung gerechtfertigt, und es braucht nur eine Polarisationsrichtung betrachtet zu werden. Da in dieser Arbeit die Analyse der Wechselwirkung der weitaus stärkeren chromatischen Dispersion und des Kerr-Effekts im Vordergrund steht, wird die Polarisationsrichtung und damit die PMD nicht berücksichtigt.

2.2.1.3 Kompensation linearer Effekte

Dämpfung und Dispersion sind lineare Effekte und können daher einzeln kompensiert werden. Es gilt

$$A_{\text{aus}}(z, j\omega) = H^{-1}(z, j\omega) (H(z, j\omega) A_{\text{ein}}(z, j\omega)) \quad (2.20)$$

wobei $H(z, j\omega)$ die lineare Übertragungsfunktion des Systems ist. Abbildung 2.7 zeigt exemplarisch ein Segment einer Übertragungsstrecke, das aus Übertragungsfaser, dispersionskompensierender Faser und Verstärker besteht.

Die chromatische Dispersion in einem Lichtwellenleiter kann durch Einsatz eines anderen mit entgegengesetzter chromatischer Dispersion, also anderem Vorzeichen, kompensiert werden. Daher stammt der Begriff der dispersionskompensierenden Faser (DCF). Neue DCF-Typen sind in der Lage, sowohl Dispersion als auch Dispersionssteigung der entsprechenden Übertragungsfaser auszugleichen. Dabei gelten für eine vollständige Kompensation die Bedingungen

$$D_{\text{SMF}} L_{\text{SMF}} + D_{\text{DCF}} L_{\text{DCF}} = 0 \quad (2.21)$$

$$S_{\text{SMF}} L_{\text{SMF}} + S_{\text{DCF}} L_{\text{DCF}} = 0 \quad (2.22)$$

wobei D_{SMF} die Dispersion der Übertragungsfaser, D_{DCF} die der DCF, S_{SMF} die Dispersionssteigung der Übertragungsfaser und S_{DCF} wiederum die der DCF ist. Um zusätzlich zur Dispersion auch die Dispersionssteigung durch eine Glasfaser vollständig kompensieren zu können, müssen SMF und DCF das gleiche Verhältnis von D zu S aufweisen, oder die nicht vollständige Kompensation der Dispersionssteigung wird durch ein extra Modul (TOD - Third Order Dispersion) erreicht [56, 57]. Bei 1,28 Tbit/s pro Kanal ist sogar eine Kompensation der Dispersion vierter Ordnung erforderlich [4]. Eine Restdispersion D_{res} ungleich Null entspricht Über- ($D_{\text{res}} < 0$) oder Unterkompensation ($D_{\text{res}} > 0$) und berechnet sich allgemein zu

$$D_{\text{res}} = \int_0^{L_{\text{ges}}} D(z) dz \quad (2.23)$$

für die gesamte Faserlänge aus SMF und DCF in der Übertragungsstrecke.

Dämpfung kann durch Verstärkung am Ende eines Lichtwellenleiters ausgeglichen werden. Für das Segment aus Abbildung 2.7 ergibt sich mit den Dämpfungskonstanten α_{SMF} und α_{DCF} der beiden Fasern für die Gesamtverstärkung G bei vollständiger Kompensation

$$G = G_1 G_2 = e^{\alpha_{\text{SMF}} L_{\text{SMF}} + \alpha_{\text{DCF}} L_{\text{DCF}}} \quad (2.24)$$

mit G_1 als Verstärkung des ersten und G_2 als Verstärkung des zweiten Verstärkers. Mit einer Verstärkung ist allerdings auch grundsätzlich die Generierung von Rauschen verbunden.

2.2.2 Nichtlineare Effekte

Die nichtlinearen Effekte in Glasfasern werden in elastische und unelastische Prozesse unterschieden, wie Abbildung 2.8 zeigt. Zu den elastischen Prozessen, auch als parametrische Effekte bezeichnet, gehören Selbstphasenmodulation (Self-Phase Modulation – SPM), Kreuzphasenmodulation (Cross-Phase Modulation – XPM) und Vierwellenmischung (Four-Wave Mixing – FWM). Das Signal erfährt eine Veränderung mittels des Mediums, wobei Energieerhaltung im Optischen vorliegt. Zu den unelastischen Prozessen, auch unelastische Streuprozesse genannt, zählen Stimulierte Raman-Streuung (SRS) und Stimulierte Brillouin-Streuung (SBS). Es kommt zur Interaktion des Signals mit dem Medium in Form von Streuung von Signalanteilen, bei der durch die Abgabe von Energie an das Medium keine Energieerhaltung im Optischen auftritt.

Selbstphasenmodulation, Kreuzphasenmodulation und Vierwellenmischung können wegen des gemeinsamen verallgemeinerten Entstehungsmechanismus als Sonderfälle von Vier-Photonen-Mischung angesehen und daher unter der Bezeichnung Kerr-Effekt zusammengefasst werden. Dabei führt ein intensitätsabhängiger, und daher nichtlinearer, Brechungsindex zu einer Phasenmodulation des Signals. Dieser steht in Zusammenhang mit der durch den Kerr-Effekt bedingten nichtlinearen elektrischen

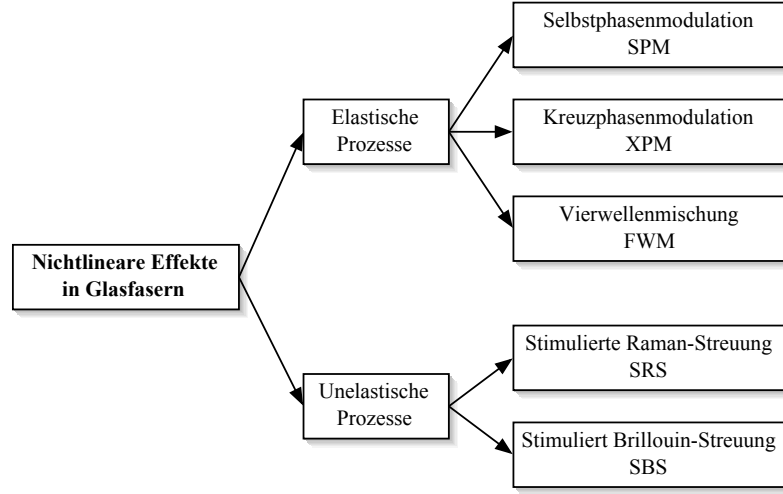


Abbildung 2.8: Nichtlinearität in Lichtwellenleitern

Polarisation. Die elektrische Polarisation im Lichtwellenleiter ergibt sich mit der linearen Suszeptibilität χ_1 , die mit der linearen relativen Dielektrizitätskonstante ε_r durch $\varepsilon_r = 1 + \chi_1$ verknüpft ist, und der kubischen Suszeptibilität χ_3 zu [53]

$$\vec{P}(\vec{r}, t) = \underbrace{\varepsilon_0 \chi_1 \vec{E}(\vec{r}, t)}_{\text{Lineare Polarisation}} + \underbrace{\varepsilon_0 \chi_3 \left(\vec{E}(\vec{r}, t) \cdot \vec{E}(\vec{r}, t) \right) \vec{E}(\vec{r}, t)}_{\text{Nichtlineare Polarisation}} \quad (2.25)$$

Der daraus abgeleitete, auf die Intensität bezogene nichtlineare Brechungsindex [53, 58] berechnet sich zu

$$n_2 = \frac{3}{4 \varepsilon_0 c n^2} \text{Re}\{\chi_3\} \quad (2.26)$$

Für den darin enthaltenen linearen Brechungsindex n gilt $n = \sqrt{\varepsilon_r}$. Die Intensität ist die auf die effektive Modenfläche A_{eff} bezogene optische Leistung in der Glasfaser [53]. Diese ist gegeben durch

$$A_{\text{eff}} = \frac{\left(\int_0^\infty |F(x, y)|^2 dA \right)^2}{\int_0^\infty |F(x, y)|^4 dA} \quad (2.27)$$

Der für die nichtlinearen Signalstörungen relevante, auf die optische Leistung bezogene Nichtlinearitätskoeffizient γ ergibt sich [53] aus

$$\gamma = \frac{n_2 \omega_0}{c A_{\text{eff}}} \quad (2.28)$$

und ist demnach proportional zum nichtlinearen Brechungsindex n_2 und umgekehrt proportional zur effektiven Modenfläche A_{eff} , worin sich die Proportionalität der Nichtlinearität zur Intensität widerspiegelt.

Die Ausbreitung der allein durch den Kerr-Effekt beeinflussten Einhüllenden $A(z, T)$ wird durch

$$\frac{dA(z, T)}{dz} = -j\gamma |A(z, T)|^2 A(z, T) \quad (2.29)$$

mit der Lösung

$$A(z, T) = A(0, T)e^{-j\gamma |A(0, T)|^2 z} \quad (2.30)$$

beschrieben [53]. Die nichtlineare Phasenverschiebung ist proportional zur Leistung.

Das Signal $A(z, T)$ setzt sich meist aus der Überlagerung mehrerer TDM- oder WDM-Kanäle zusammen. Für drei gleichzeitig übertragene WDM-Kanäle $A(z, T) = A_1(z, T) + A_2(z, T) + A_3(z, T)$ ergibt sich zum Beispiel

$$\begin{aligned} |A|^2 A = & \underbrace{|A_1|^2 A_1 + |A_2|^2 A_2 + |A_3|^2 A_3}_{\text{SPM}} + \\ & + \underbrace{2(|A_1|^2 A_2 + |A_1|^2 A_3 + |A_2|^2 A_1 + |A_2|^2 A_3 + |A_3|^2 A_1 + |A_3|^2 A_2)}_{\text{XPM}} + \\ & + \underbrace{A_1^2 A_2^* + A_1^2 A_3^* + A_1^* A_2^2 + A_2^2 A_3^* + A_1^* A_3^2 + A_2^* A_3^2 + 2A_1^* A_2 A_3 + 2A_1 A_2^* A_3 + 2A_1 A_2 A_3^*}_{\text{FWM}} \end{aligned} \quad (2.31)$$

Den einzelnen Termen können anschaulich SPM, XPM und (der in diesem Fall entarteten) FWM zugeordnet werden. Diese werden in den folgenden Abschnitten näher beschrieben.

Die nichtlineare Phasenmodulation aufgrund des Kerr-Effektes bewirkt eine kleine Änderung der Trägerfrequenz des Signals und damit einhergehend eine schwache Änderung der lokalen Gruppengeschwindigkeit. Dieser Effekt wird Self-Steepening genannt [59, 60, 61, 62, 63]. Die daraus resultierende Intensitätsabhängigkeit der Gruppengeschwindigkeit führt zu einer Pulsasymmetrie durch die Vergrößerung der Steigung der ansteigenden Flanke und der Verkleinerung der Steigung der abfallenden Flanke eines Pulses. Der Effekt tritt deutlich bei einer verschwindend kleinen Dispersion oder bei Pulsbreiten im Femtosekunden-Bereich auf. Da beides nicht auf die Übertragung von bis zu 160 Gbit/s zutrifft, kann Self-Steepening vernachlässigt werden [62, 64].

2.2.2.1 Selbstphasenmodulation

SPM ist die nichtlineare Störung eines einzelnen WDM-Kanals k durch sich selbst und wird durch den Term $|A_k|^2 A_k$ in Gleichung 2.31 beschrieben. SPM wird daher als Einkanaleffekt bezeichnet. Die zeitliche Phasenänderung aufgrund der Änderung der Leistung in Abhängigkeit von der retardierten Zeit eines mit einem Puls mitbewegten Beobachters führt zu einer Abweichung von der Momentanfrequenz (Chirp). Im Bereich der steigenden Pulsflanke wird die Frequenz gemäß Gleichung 2.30 gesenkt (Rotverschiebung), im Bereich der fallenden Pulsflanke erhöht (Blauverschiebung).

Eine SPM-Phasenmodulation bei vernachlässigbarer Dispersion hat keine Auswirkung auf den zeitlichen Verlauf der Leistung, und ein Puls wird bei Intensitätsmodulation des Signals durch den Empfänger ungestört detektiert. Allerdings tritt aufgrund der Phasenmodulation eine symmetrische Verbreiterung des Spektrums auf. Bei Dispersion erfolgt eine Umwandlung der Phasenmodulation in eine Amplitudenmodulation (PM/AM-Konversion), so dass der Chirp eine Amplitudenschwankung verursacht. Die Änderung des zeitlichen Leistungsverlaufes wiederum beeinflusst die nichtlineare Phasenverschiebung durch SPM. Wegen der Abnahme der Pulsspitzenleistung durch Dispersion im Zuge der Pulsaufweitung verringert sich das Ausmaß der SPM an dieser Stelle, und das Spektrum des Signals ändert sich nur wenig. Die Dispersion kann durch ein geeignetes Modul kompensiert werden (vgl. Abschnitt 2.2.1.3), doch die nichtlineare Störung bleibt bestehen. Ihre Auswirkung auf die Pulsfolge ist stark von der Interaktion von Dispersion und Nichtlinearität und damit von den Faserparametern, der Signalleistung und der Art der Dispersionskompensation abhängig.

Im Fall von anomaler Dispersion ($D > 0$) breiten sich hochfrequente Signalanteile schneller aus als niederfrequente. Zusammen mit SPM kann es daher im begrenzten Umfang zu einer Pulskompression kommen. Die gesamte Pulsverbreiterung im Laufe einer Übertragungsstrecke ist dann kleiner als im rein dispersiven Fall. Normale Dispersion ($D < 0$) und SPM resultieren dagegen in einer gesamten Pulsverbreiterung, die größer als im rein dispersiven Fall ist.

2.2.2.2 Kreuzphasenmodulation

Bei XPM wird ein WDM-Kanal k durch die Leistung eines anderen, kopropagierenden WDM-Kanals j gestört, weswegen XPM als Mehrkanaleffekt bezeichnet wird. Der Term $|A_j|^2 A_k$ beschreibt die nichtlineare Phasenmodulation eines Signals k durch das sich bei einer anderen Trägerfrequenz ausbreitende Signal j . Gleichung 2.31 zeigt, dass dieser Effekt bei gleicher Polarisationsrichtung der WDM-Kanäle doppelt so effektiv wie SPM ist. (Bei orthogonaler Polarisation würde sich statt eines Faktors 2 ein Faktor $\frac{2}{3}$ ergeben [53].)

Liegt Dispersion vor, überholen Pulse des einen Kanals Pulse eines anderen. Ohne Dämpfung würde sich der durch die steigende Pulsflanke hervorgerufene Chirp durch den der abfallenden Pulsflanke hervorgerufenen nach einem vollständigen Überholvorgang vollständig kompensieren. Da praktisch immer eine Dämpfung vorhanden ist, erfolgt diese Kompensation nur unvollständig, und es kommt wie bei SPM infolge der PM/AM-Konversion zu einer Störung des Signals.

Da die Elektronen den optischen Wellen beim Kerr-Effekt nahezu unverzögert, also mit einer charakteristischen Zeitkonstante der Impulsantwort unter 1 fs [53], folgen, ist eine genaue räumliche und zeitliche Überlappung der Kanäle zur Wechselwirkung notwendig. Die Interaktion der involvierten Signale beschränkt sich auf den kurzen Zeitraum der Kollision. Je kleiner die Dispersion und je kleiner der Kanalabstand

ist, umso geringer ist der Unterschied der jeweiligen Gruppengeschwindigkeiten und damit umso effektiver die Wirkung von XPM.

2.2.2.3 Vierwellenmischung

Durch das Verhalten der Bindungselektronen des Quarzglas-Elektronengitters als Energiespeicher, die durch mindestens eine der beteiligten Wellen nichtlinear durchgesteuert werden, reagiert das Medium als parametrischer Mischer. Es kommt zur Interaktion von vier beliebigen Lichtwellen, woraus der Begriff der Vierwellenmischung herrührt. Bei den Ausgangsfrequenzen handelt es sich um Kombinationsfrequenzen der Eingangsfrequenzen. Bei N Signalfrequenzen ergeben sich $N^2(N-1)/2$ Mischprodukte unterschiedlicher Leistung und Lage im Frequenzbereich [46]. Eine Welle hoher Leistung kann sowohl aus dem Rauschen heraus generierte Wellen als auch eingespeiste kopropagierende Wellen verstärken und dadurch selbst gedämpft werden.

Hinsichtlich der Energieerhaltung und der Impulserhaltung der Photonen muss für eine konstruktive Interferenz der einzelnen Lichtwellen Phasenanpassung vorliegen. Dispersion und Selbstphasenmodulation behindern jedoch die exakte Erfüllung der Phasenanpassung und damit den Wirkungsgrad der Vierwellenmischung [53]. Die Generierung einer vierten optischen Frequenz $f_n = f_i + f_j + f_k$ aus drei einfallenden optischen Frequenzen f_i , f_j und f_k ist aufgrund der damit einhergehenden, schwierig zu erfüllenden Phasenanpassbedingung [53] vernachlässigbar. Die Generierung einer optischen Frequenz f_n kann aufgrund von drei einfallenden optischen Frequenzen f_i , f_j und f_k gemäß

$$f_n = f_i + f_j - f_k \quad \text{mit} \quad f_n \neq f_k \quad (2.32)$$

unter der vergleichsweise einfach zu erfüllenden Phasenbedingung [53]

$$\Delta k = k_i + k_j - k_k - k_n \stackrel{!}{=} 0 \quad (2.33)$$

mit den entsprechenden Wellenvektoren k_i , k_j , k_k und k_n erfolgen. Weisen die Wellen i und j die gleiche optische Frequenz auf, also $f_i = f_j$ und somit $f_n = 2f_i - f_k$, handelt es sich um die sogenannte entartete FWM. Eine starke optische Pumpwellenlänge erzeugt dabei zwei symmetrische Seitenlinien im Spektrum. Die Terme in der dritten Zeile von Gleichung 2.31 repräsentieren die Interaktion dreier optischer Frequenzen im Rahmen der FWM.

Mit steigender Phasenfehlانpassung sinkt die Effizienz von FWM. Hauptverantwortlich dafür ist eine Zunahme des Gruppenlaufzeitunterschiedes. In WDM-Systemen kann Kanalübersprechen daher durch hohe lokale Dispersion und großen Kanalabstand vermindert werden. Bei einer vorgegebenen spektralen Effizienz bietet sich die Wahl asymmetrischer Kanalabstände an, damit Kombinationsfrequenzen nicht in das Spektrum eines benachbarten Kanals fallen.

2.2.2.4 Intra-Channel Effects

Die klassische Unterscheidung des Kerr-Effekts in SPM, XPM und FWM ist in Zusammenhang mit Datenraten bis zu 10 Gbit/s zu sehen [8]. Bei kleinen Datenraten werden die wesentlichen Phänomene durch diese Aufteilung beschrieben. Im Laufe der Entstehung der vorliegenden Arbeit zeigte sich allerdings, dass bei hohen Datenraten genauer unterteilt werden muss. Inzwischen liegen diesbezüglich zahlreiche Veröffentlichungen vor, welche die sogenannten Intra-Channel Effects analysieren [65, 66, 67, 68, 69, 70, 71, 72, 73, 74] oder deren Auswirkungen auf konkrete Systeme experimentell untersuchen [75, 13, 76, 77]. Die beobachteten Effekte werden jedoch nicht immer eindeutig phänomenologisch eingeordnet. Abbildung 2.9 gibt eine eigene Übersicht über die einzelnen nichtlinearen Effekte, die zusammengenommen den Kerr-Effekt ausmachen. Die Intra-Channel Effects können der SPM zugeordnet werden, wie im folgenden erläutert wird.

Hohe Bandbreite der Pulse bei einer hohen Datenrate und hohe Dispersion führen zu einer extremen Verbreiterung der Pulse bei der Übertragung (siehe Abschnitt 2.2.1.2). In diesem Fall ist nicht nur die Energie eines Pulses für die SPM ausschlaggebend, sondern auch die Überlappungsenergie benachbarter Pulse. SPM als der Effekt, der dem Einkanalfall zugeordnet ist, kann demnach weiter aufgeteilt werden in Intra-Bit SPM – der Beeinflussung eines Pulses durch sich selbst – und Inter-Bit SPM – der Beeinflussung eines Pulses durch zeitlich benachbarte Pulse desselben Kanals. Je nachdem, ob es sich bei letzterem um die Phasenmodulation eines Pulses durch einen anderen oder um die Generierung neuer Spektralanteile durch die Überlappung zweier Pulse handelt, haben sich analog zur Mehrkanalübertragung inzwischen die Begriffe Intra-Channel XPM (IXPM) und Intra-Channel FWM (IFWM) eingebürgert.

Abbildung 2.10 veranschaulicht die Wirkungsweise von IXPM. Im Moment der Überlappung zweier Pulse im Verlauf der Pulsaufweitung im dispersiven Lichtwellenleiter erfährt ein Puls eine nichtlineare Phasenverschiebung durch die Leistung des anderen Pulses. So führt der Leistungsanstieg an der steigenden Flanke des einen Pulses zu einer Frequenzverschiebung des anderen. Da sich der daraus resultierende Puls aufgrund der Dispersion mit einer veränderten Ausbreitungsgeschwindigkeit fortbewegt, ändert sich der zeitliche Abstand zwischen den beiden Pulsen. Auf diese Weise entsteht Jitter.

Die Wirkungsweise von IFWM wird in Abbildung 2.11 skizziert. Bei anomaler Dispersion, wie sie die meisten Übertragungsfasern aufweisen, breiten sich hohe Frequenzen schneller aus als niedrige. Überlappen sich steigende und abfallende Flanke zweier Pulse im Verlauf der Übertragung, treffen demnach zeitgleich blau- und rotverschobene Frequenzanteile aufeinander. Durch parametrische Mischung aufgrund der Kerr-Nichtlinearität werden analog zu FWM neue Frequenzanteile generiert. Bei diesem Energietransfer entsteht genau zwischen den beiden ursprünglichen Pulsen ein neuer Puls, während die Amplituden der ursprünglichen Pulse abnehmen. Fällt

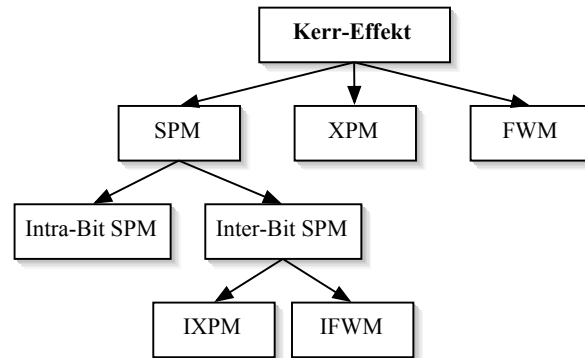


Abbildung 2.9: Schema des Kerr-Effekts

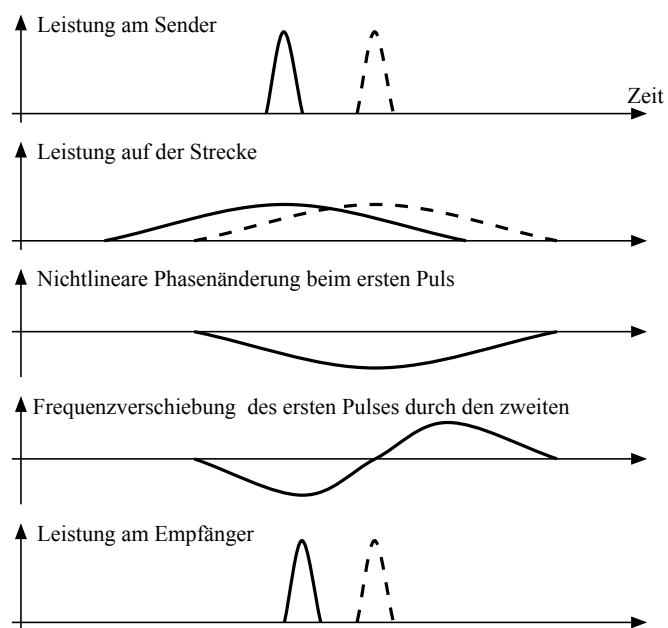


Abbildung 2.10: Wirkungsweise der Intra-Channel Kreuzphasenmodulation

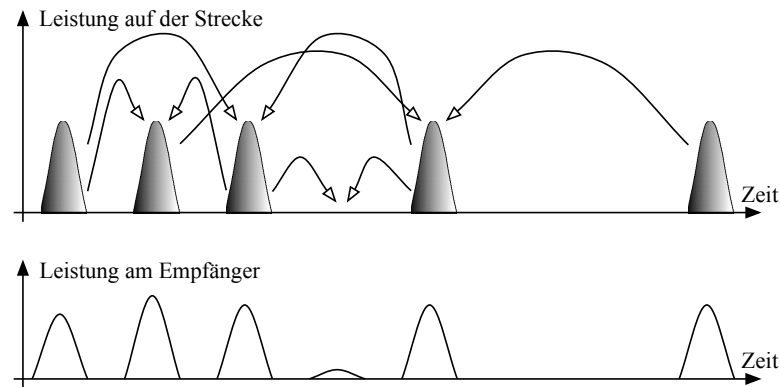


Abbildung 2.11: Wirkungsweise der Intra-Channel Vierwellenmischung

ein neu generierter Puls bei der Übertragung eines Bitwortes auf eine Eins, erhöht sich die Amplitude des Pulses auf diesem Abschnitt. Der Energietransfer führt zu Amplituden-Jitter. Fällt ein neu generierter Puls auf eine Null, entsteht ein sogenannter Geisterpuls ("ghost pulse"), auch Schattenpuls ("shadow pulse") genannt, der unter Umständen im Empfänger eine Eins vortäuscht. In jedem Fall wird sich auch in diesem Fall die Augenöffnung verkleinern.

2.2.2.5 Stimulierte Raman-Streuung

Die Anfängung der Raman-Streuung geschieht aus dem thermischen Rauschen heraus. Die Dichteschwankungen im Material, die zu Rayleigh-Streuung führen, können als stochastische Bewegung interpretiert werden. Entspricht der durch ein einfallendes Photon angeregte höherenergetische Zustand eines Moleküls nicht einem von dessen Molekülschwingungszuständen, wird das Photon mit einer Zeitkonstante weit unter 1 ps abgestrahlt [46], wobei das Molekül wieder in seinen Grundzustand übergeht. Es existiert jedoch eine geringe Wahrscheinlichkeit, dass ein Photon geringerer Energie abgestrahlt wird und das Molekül beim Übergang vom angeregten Zustand in den Grundzustand ein optisches Phonon abstrahlt. Dieser Effekt wird als spontane Raman-Streuung bezeichnet. Die Frequenzdifferenz von eingestrahnten und abgestrahlten Photon ist vom Molekül und dessen Schwingungszuständen abhängig. Das Raman-Spektrum, das dieser Frequenzdifferenz entspricht, hat eine Bandbreite von bis zu 40 THz und ein deutliches Maximum bei 13 THz [53].

Wenn genügend Leistung in die Glasfaser eingekoppelt wird, entsteht eine Besetzungsinversion, und es kommt zur stimulierte Raman-Streuung (SRS). Die Photonen niedrigerer Energie können sowohl in die gleiche als auch in die entgegengesetzte Richtung wie das einfallende Photon gestreut werden. Da für letztere allerdings eine erheblich höhere eingestrahlte Leistung notwendig ist, können rückgestreute Photonen in Glasfasern vernachlässigt werden. Die SRS-Schwelle ist in diesem Fall als

derjenige Wert der eingekoppelten Leistung definiert, bei dem die am Faserausgang ausgekoppelte gestreute Leistung gleich der ausgekoppelten Pumpleistung ist. Sie beträgt für eine einzelne Wellenlänge näherungsweise für große Faserlängen ($L > 60$ km) [53]

$$P_{\text{SRS}} \approx 16 \frac{\alpha A_{\text{eff}}}{g_{\text{R}}} \quad (2.34)$$

mit dem Raman-Gewinnkoeffizienten g_{R} , der typischerweise circa $6 \cdot 10^{-14}$ m/W bei einer Wellenlänge von 1,55 μm beträgt.

Die hier betrachteten Einkanal-Systeme bis 160 Gbit/s sind nicht breitbandig genug, als dass SRS innerhalb eines Kanals auftreten würde. Dies tritt erst bei Pulsenbreiten deutlich unter 1 ps auf [78]. Lediglich im in dieser Arbeit nicht betrachteten Spezialfall der Ausnutzung der gegenseitigen Kompensation von Dispersion und Kerr-Effekt (Solitonen, siehe Abschnitt 2.2.4.2) kann es durch die Kombination von Rauschen und SRS zu zeitlicher Verschiebung (Timing Jitter) von Pulsen kommen [79, 80]. In extrem breitbandigen WDM-Systemen kann SRS bei entsprechendem Kanalabstand zum Leistungstransfer von einer niedrigeren zu einer größeren Wellenlänge führen, was zur Dämpfung eines Kanals mit kleiner Wellenlänge und zum nichtlinearen Übersprechen beim Kanal mit großer Wellenlänge führt. Solch breitbandige Systeme werden in dieser Arbeit jedoch nicht betrachtet.

2.2.2.6 Stimulierte Brillouin-Streuung

Aus dem thermischen Rauschen heraus entstehen Dichteschwankungen im Material, an denen eine einfallende Welle gestreut wird. Stimulierte Brillouin-Streuung entsteht, wenn die Interferenz zwischen einfallender Welle und gestreuter Welle zu einer Verstärkung der akustischen Welle mittels Elektrostriktion führt und diese periodische Brechzahlschwankung die Streuung der einfallenden Welle verstärkt. Aus Gründen der Energieerhaltung hat das gestreute Photon eine um die Frequenz des akustischen Phonons verminderte Frequenz gegenüber der des einfallenden Photons. Die Frequenzverschiebung liegt bei Einmodenfasern bei den zur Signalübertragung nutzbaren Wellenlängen bei 10 GHz bis 15 GHz [46]. Aus der Impulserhaltung ergibt sich mit dem akustischen Phonon, das sich in die gleiche Richtung wie die das einfallende Photon ausbreitet, eine rückwärtige Ausbreitung des gestreuten Photons.

Da die Bandbreite des Brillouin-Gewinns lediglich 10 MHz bis 30 MHz beträgt, muss der Kanalabstand in einem WDM-System exakt der Frequenzverschiebung durch SBS entsprechen und die beteiligten Kanäle in entgegengesetzter Richtung ausbreiten, damit es zu Kanalübersprechen kommt. Kritischer ist der Leistungsverlust eines Kanals durch dessen Verstärken von aus dem Rauschen heraus entstandenen Wellen in den üblichen unidirektionalen WDM-Systemen. Als SBS-Schwelle ist derjenige Wert der eingekoppelten Leistung definiert, bei dem die am Eingang ausgekoppelte gestreute Leistung gleich der am Ausgang ausgekoppelten ist. Sie beträgt für lange Fasersegmente ($L > 60$ km) ohne Berücksichtigung der spektralen Breite

des Nutzsignals näherungsweise [53]

$$P_{\text{SBS}} \approx 21 \frac{\alpha A_{\text{eff}}}{g_{\text{B}}} \quad (2.35)$$

mit dem Brillouin-Gewinnkoeffizienten g_{B} . Dieser charakteristische Wert ist mit $g_{\text{B}} \approx 5 \cdot 10^{-11} \text{ m/W}$ für Einmodenfasern um zwei bis drei Größenordnungen höher als der SRS-Gewinnkoeffizient. Für $A_{\text{eff}} = 80 \text{ } \mu\text{m}^2$ und $\alpha_{\text{dB}} = 0,2 \text{ dB/km}$ ergibt sich $P_{\text{SBS}} \approx 1,5 \text{ mW}$. Da hochbitratige Kanaldatenraten jedoch ein sehr breites Spektrum aufweisen, liegt die tatsächliche SBS-Schwelle erheblich höher, und SBS kann in guter Näherung vernachlässigt werden.

2.2.3 Fasertypen

Im Laufe der Zeit kamen verschiedene Fasertypen für den Einsatz als Übertragungsfaser auf. Einerseits bedeuten kleinere Dispersionswerte einen niedrigeren Aufwand für die Dispersionskompensation, andererseits wird durch eine geschickte Wahl der Faserparameter das Übertragungsverhalten verbessert. Die einzelnen Parameter, und damit die linearen sowie die nichtlinearen Eigenschaften, sind beim Design einer Faser nicht unabhängig voneinander definierbar.

Die einzelnen Fasertypen werden über ihre Dispersionswerte charakterisiert. Während die Werte des Nichtlinearitätskoeffizienten γ näherungsweise einer Größenordnung angehören, erstrecken sich die Dispersionswerte D über einen weiten Bereich. Die sogenannten Dispersionsverschobenen Fasern (Dispersion-Shifted Fiber – DSF) weisen eine Dispersion nahe Null auf. Die Dispersion von dispersionsverschobenen Fasern mit einer Dispersion ungleich Null (Non-Zero Dispersion-Shifted Fiber – NZDSF) liegt zwischen 2 ps/(nm km) und 12 ps/(nm km) . Der Begriff Standardfaser (Standard Single-Mode Fiber – SSMF) beschreibt den Fasertyp mit einer für Übertragungsfasern vergleichsweise hohen anomalen Dispersion von 16 ps/(nm km) bis 17 ps/(nm km) . Die DCFs weisen eine betragsmäßig noch deutlich höhere normale Dispersion auf. Tabelle 2.1 listet einige kommerziell erhältliche Glasfasern und ihre Parameter auf.

Wie schon zuvor erläutert setzt sich die Dispersion aus Materialdispersion und Wellenleiterdispersion zusammen. Die Materialdispersion beträgt bei reinem Glas bei einer Wellenlänge von $1,55 \text{ } \mu\text{m}$ ungefähr 22 ps/(nm km) und kann über die Dotierung des Materials variiert werden. Maßgeblich bestimmt wird die Dispersion allerdings über die Modifikation der negativen Wellenleiterdispersion.

Bei der Lösung der Feldgleichungen im Lichtwellenleiter [62, 46] spielen normierte Parameter eine wesentliche Rolle. Mit der Brechzahl des Kerns n_{K} , der Brechzahl des Mantels n_{M} , der Wellenzahl des freien Raumes $k_0 = \frac{2\pi}{\lambda}$ beziehungsweise $k_0 = \omega \sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}$ und dem Kernradius a ergibt sich für eine Stufenfaser die normierte Frequenz V

$$V = k_0 a \sqrt{n_{\text{K}}^2 - n_{\text{M}}^2} \quad (2.36)$$

Faser	α [$\frac{\text{dB}}{\text{km}}$]	D [$\frac{\text{ps}}{\text{nm km}}$]	S [$\frac{\text{ps}}{\text{nm}^2 \text{ km}}$]	n_2 [$10^{-20} \frac{\text{m}^2}{\text{W}}$]	A_{eff} [μm^2]
Standard	0,2 - 0,22	16 - 17	0,05 - 0,06	2,5 - 2,6	80
TeraLight	0,2	8,0	0,05	2,7	65
LEAF	0,2	4,0	0,08	2,7	72
TrueWave	0,23	2,3 - 5,9	0,04 - 0,07	2,3 - 2,6	48 - 53
DCF	0,5	-80 - -130	-0,3	2,3	20 - 30

Tabelle 2.1: Parameter verschiedener Einmodenfasern für eine Wellenlänge von $1,55 \mu\text{m}$

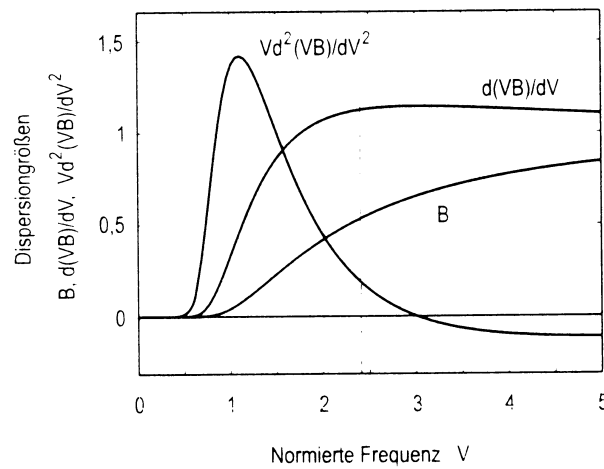


Abbildung 2.12: Relevante Größen der Wellenleiterdispersion des Grundmodes bei schwach führenden Stufenfasern (aus [46])

Die normierte Frequenz ist eine charakteristische Größe für die Anzahl der ausbreitungsfähigen Moden. Bei $V < 2,405$ liegt Einmodigkeit vor. Je kleiner andererseits die normierte Frequenz ist, umso größer ist der Anteil der Gesamtleistung eines Modes im Mantel [62]. Bei $V < 1,5$ ist die Wellenführung so schwach, dass sich der Großteil der Welle im Mantel ausbreitet und die entsprechende Faser daher nur schlecht für die Signalübertragung geeignet ist.

Die vom Brechzahlprofil abhängige normierte Ausbreitungskonstante \mathcal{B} berechnet sich in einer Stufenfaser zu

$$\mathcal{B} = \frac{\frac{\beta^2}{k_0^2} - n_M^2}{n_K^2 - n_M^2} \quad (2.37)$$

Die auch als Dispersionskurve bezeichnete Funktion $\mathcal{B}(V)$ und ihre erste und zweite Ableitung sind für den Grundmode einer Stufenfaser in Abbildung 2.12 dargestellt. Die Wellenleiterdispersion ist allgemein proportional zur Stärke der Krümmung der

$\mathcal{B}(V)$ -Kurve. Für die Stufenfaser gilt

$$D_W = -\frac{n_g}{\lambda c} \frac{n_K^2 - n_M^2}{2n_K^2} V \frac{d^2(V\mathcal{B})}{dV^2} \quad (2.38)$$

Eine typische Einmodenfaser hat einen Kernradius von 2 bis 4 μm [53] und einen Mantelradius von 62,5 μm [2]. Eine Standardfaser weist eine normierte Frequenz von 2,0 bis 2,4 auf, so dass sich $0,2 \leq V d^2(V\mathcal{B})/dV^2 \leq 0,4$ ergibt. Aus der Addition von Material- und Wellenleiterdispersion ergibt sich damit ein vergleichsweise hoher Dispersionswert. Für eine NZDSF mit kleineren Dispersionswerten muss die Wellenleiterdispersion betragsmäßig erhöht werden. Eine Möglichkeit hierzu besteht in der Absenkung der normierten Frequenz V , beispielsweise durch die Verkleinerung des Kernradius a , so dass sich infolge der größeren Krümmung der $\mathcal{B}(V)$ -Kurve $0,7 \leq V d^2(V\mathcal{B})/dV^2 \leq 1,4$ ergibt. Ein kleinerer Kernradius führt allerdings zu einer kleineren effektiven Modenfläche A_{eff} und damit zu einem erhöhten Nichtlinearitätskoeffizienten γ [81]. Dem Vorteil geringerer Dämpfung der Strecke wegen der aufgrund der Dispersion der Übertragungsfaser geringeren DCF-Faserlänge steht der Nachteil einer stärkeren Auswirkung nichtlinearer Effekte gegenüber. Zudem resultiert aus der größeren Steigung von $V d^2(V\mathcal{B})/dV^2$ über V bei kleineren Werten von V ein Anstieg der Dispersionsteigung S , die bei hohen Datenraten ebenfalls kompensiert werden muss. Ein Vergleich der für TrueWave-Faser gegebenen Daten [66, 82, 83, 21] zeigt dies beispielhaft.

Alternativ zur Modifikation der Parameter einer herkömmlichen Stufenfaser werden komplizierte Brechzahlprofile entworfen, um einen möglichst guten Kompromiss der oben skizzierten Zusammenhänge zu erreichen [84]. In diesem Zusammenhang ist es auch möglich, eine positive Wellenleiterdispersion zu erhalten, allerdings geht dies mit einer sehr kleinen effektiven Querschnittsfläche einher. Stufenprofile sowie Dreiecksprofile finden im allgemeinen Verwendung [46]. Häufig wird ein mehrfach geschichteter Mantel mit jeweils unterschiedlichen Brechzahlen hergestellt. Hierbei muss beachtet werden, dass eine große Brechzahldifferenz wegen der hohen mechanischen Spannung zu hoher Dämpfung durch Rayleigh-Streuung führt.

2.2.4 Berechnung der Signalausbreitung

Wie zuvor erläutert, steht in dieser Arbeit das Zusammenwirken von Dämpfung, Dispersion und Kerr-Effekt im Vordergrund. Mit dem Ansatz aus Gleichung 2.5, der langsam veränderlichen Einhüllenden $A(z, T)$ und dem mitbewegten Zeitfenster mit der Zeitvariablen $T = t - \frac{z}{v_g} = t - \beta_1 z$ ergibt sich die die Ausbreitung in einem

Lichtwellenleiter beschreibende Nichtlineare Schrödinger-Gleichung [53] zu

$$\frac{\partial A(z, T)}{\partial z} = \underbrace{-\frac{\alpha}{2} A(z, T)}_{\text{Dämpfung}} + \underbrace{\frac{j}{2} \beta_2 \frac{\partial^2 A(z, T)}{\partial T^2} + \frac{1}{6} \beta_3 \frac{\partial^3 A(z, T)}{\partial T^3}}_{\text{Dispersion}} - \underbrace{j \gamma |A(z, T)|^2 A(z, T)}_{\text{Kerr-Nichtlinearität}} \quad (2.39)$$

Die Annahme einer langsam veränderlichen Einhüllenden hat bis zu einer Pulsbreite von circa 10 fs hinunter Gültigkeit [53, 78].

Bei der Nichtlinearen Schrödinger-Gleichung handelt es sich um eine nichtlineare partielle Differentialgleichung, die nur für hypothetische Sonderfälle analytisch lösbar ist. Üblicherweise wird die Gleichung daher numerisch gelöst. In bestimmten Fällen sind jedoch auch analytische Näherungen möglich.

2.2.4.1 Numerische Lösungsverfahren

Das gängigste numerische Lösungsverfahren zur Berechnung der Wellenausbreitung in Lichtwellenleitern ist das Split-Step Fourier-Verfahren [53], das auch in der für diese Arbeit verwendeten Simulations-Software VPItransmissionMaker von Virtual Photonics Inc. implementiert ist. Den linearen sowie den nichtlinearen Effekten wird jeweils ein Operator zugeordnet und Gleichung 2.39 geschrieben als

$$\frac{\partial A(z, T)}{\partial z} = (\hat{D} + \hat{N}) A(z, T) \quad (2.40)$$

mit dem linearen Operator \hat{D} und dem nichtlinearen Operator \hat{N}

$$\hat{D} = \frac{j}{2} \beta_2 \frac{\partial^2}{\partial T^2} + \frac{1}{6} \beta_3 \frac{\partial^3}{\partial T^3} - \frac{\alpha}{2} \quad (2.41)$$

$$\hat{N} = -j \gamma |A(z, T)|^2 \quad (2.42)$$

In einem hinreichend kleinen Faserabschnitt Δz kann die Interaktion von Dispersion und Nichtlinearität durch ein abwechselndes Wirken der beiden Effekte genähert werden. Die formale Lösung der Gleichung ergibt sich dann zu

$$A(z + \Delta z, T) \approx \exp(\Delta z \hat{D}) \exp(\Delta z \hat{N}) A(z, T) \quad (2.43)$$

Ausgehend von $A(z = 0, T)$ kann der Signalverlauf über der Faserlänge berechnet werden. Wegen der Wellenlängenabhängigkeit der Dispersion wird der lineare Operator im Frequenzbereich angewendet. Das Signal wird mittels Fouriertransformation in den Frequenzbereich transformiert und mit dem Operator \hat{D} multipliziert, wobei der Differentialoperator $\partial/\partial T$ durch $j\omega$ ersetzt wird (vergleiche [53]). Es folgt die Rücktransformation. Der nichtlineare Operator wird im Zeitbereich angewendet, da der Verlauf der Leistung über der Zeit ausschlaggebend für den Kerr-Effekt ist. Dieses

Prinzip liegt allen Split-Step Fourier-Verfahren zugrunde, wobei inzwischen zahlreiche hinsichtlich der Rechenzeit oder der Genauigkeit optimierte Varianten entwickelt wurden (z.B. [53, 64]). Für die Berechnung der Signalausbreitung ist dementsprechend ein ständiger Wechsel zwischen Zeit- und Frequenzbereich vonnöten. Fouriertransformationen und Fourierrücktransformationen machen mit Abstand die Hauptrechenzeit bei der Simulation aus, auch wenn optimierte FFT-Algorithmen (Fast Fourier Transformation) eingesetzt werden. Die Anzahl der Abtastwerte muss sich zu 2^M mit $M \in \mathbb{N}$ ergeben. Die Länge des Bitwortes, und demnach die Anzahl der simulierten Bits, ist mit 2^N mit der Ordnung des Bitwortes $N \in \mathbb{N}$ gegeben [85].

Die Größe von Δz ist ein Kompromiss zwischen Fehlerminimierung und Rechenzeitminimierung. Da die Nichtlinearität die entscheidende Störung ausmacht, erfolgt die Steuerung der Schrittweite über die nichtlineare Phasenänderung $\Delta\varphi_{\text{NL}}$ während eines Schrittes Δz

$$\Delta\varphi_{\text{NL}} = \gamma |A(z, T)|^2 \Delta z \quad (2.44)$$

Bei einer Überschreitung der maximal erlaubten Phasenänderung wird die Schrittweite verkleinert, bei deutlichem Unterschreiten dieses Wertes vergrößert. Die adaptive Schrittweitensteuerung beschleunigt somit die numerische Berechnung bei kleiner Leistung, wie z.B. zum Ende einer Faser hin, wo Dämpfung bereits zu einer erheblichen Leistungsreduktion und je nach Länge quasi linearem Ausbreitungsverhalten führt. Die maximal erlaubte Schrittweite beträgt bei Einkanal-Systemen normalerweise 1 km, die maximal erlaubte nichtlineare Phasenänderung 0,003 rad [86, 87]. Dies ist jedoch im Einzelfall zu überprüfen und anzupassen. In WDM-Systemen kann eine zu groß gewählte Schrittweite zum Beispiel zu einer Überschätzung von FWM führen [88].

2.2.4.2 Analytische Lösungsverfahren

In der Vergangenheit gab es immer wieder Ansätze zur Entwicklung analytische Verfahren zur Berechnung der Signalausbreitung im Lichtwellenleiter. Zwei davon sollen exemplarisch an dieser Stelle vorgestellt werden.

Bleiben Dämpfung und Dispersionssteigung außen vor, vereinfacht sich die Nichtlineare Schrödinger-Gleichung zu

$$\frac{\partial A(z, T)}{\partial z} - \frac{j}{2} \beta_2 \frac{\partial^2 A(z, T)}{\partial T^2} = -j\gamma |A(z, T)|^2 A(z, T) \quad (2.45)$$

Diese Form ist im Fall von anomaler Dispersion analytisch lösbar. Physikalisch entspricht dies der vollständigen, gegenseitigen Kompensation von Dispersion und Kerr-Effekt. Die einer speziellen Lösung entsprechenden Pulsformen werden als Solitonen bezeichnet. Eine absolute Stabilität der Pulsform ergibt sich für Solitonen erster Ordnung, die Grund-Solitonen oder Fundamental-Solitonen genannt werden. Die Lösung

der Gleichung 2.45 lautet dann [53]

$$A(z, T) = P_0 \operatorname{sech}\left(\frac{T}{T_0}\right) \exp\left(-j \frac{1}{2} \frac{|\beta_2|}{T_0^2} z\right) \quad \text{mit} \quad P_0 = \frac{|\beta_2|}{\gamma T_0^2} \quad (2.46)$$

Um Solitonen übertragen zu können, muss demnach ein definiertes Verhältnis von Dispersion, Nichtlinearitätskoeffizienten und Leistung gewahrt bleiben. Da in terrestrischen Übertragungssystemen Dämpfung grundsätzlich nicht vernachlässigt werden kann, hohe Kanal-Datenraten die Einbeziehung von Dispersion höherer Ordnung erfordern und Rauschen die ideale Pulsform zusätzlich stört (Gordon-Haus-Jitter [89]), ist die praktische Umsetzung dieses Konzeptes problematisch. Übertragungsfasern mit sich stückweise ändernden lokaler Dispersion, Dispersionskompensation in kleinen Abständen oder kleine Verstärkerabstände sind mögliche Optionen. Aufgrund des damit verbundenen großen Aufwandes stellen Solitonen-Systeme bislang eine Minderheit unter den optischen Übertragungssystemen dar.

Im Fall von quasi-linearer Übertragung, also hoher Bitrate beziehungsweise kleiner Pulsbreite und hoher Dispersion, stellt der sogenannte Störungsansatz [68, 71, 73, 74] eine gute Näherung dar. Da in diesem Fall die Dispersion deutlich die Nichtlinearität dominiert, kann ein Signal als ein gedämpftes, dispersives Signal, auf das eine kleine nichtlineare Störung wirkt, beschrieben werden. Die Lösung der Nichtlinearen Schrödinger-Gleichung erfolgt mit dem Ansatz

$$A(z, T) = A_0(z, T) + \Delta A(z, T) \quad (2.47)$$

wobei das Signal $A_0(z, T)$ die Lösung der linearen Gleichung und $\Delta A(z, T)$ die nichtlineare Störung, die auf das sich linear ausbreitende Signal wirkt, bezeichnet. Der Signalanteil $A_0(z, T)$ wird häufig als eine Überlagerung von Gauß-Pulsen angesetzt, da es für diese eine analytische Lösung für die lineare Ausbreitung gibt (vgl. Abschnitt 2.2.1.2). Rauschen wird getrennt betrachtet und am Empfänger hinzuaddiert. Bei der Störungsrechnung handelt es sich um ein für die optische Übertragung relativ neues Verfahren, das erst in den letzten Jahren im Zusammenhang mit dem Trend zu immer höheren Kanaldatenraten Verwendung fand. Bislang wird es nicht im großen Umfang eingesetzt. Dem Vorteil der Systematik einer analytischen Berechnung stehen der Nachteil der Beschränkung auf einen begrenzten Parameterbereich und der teilweise aufwändige Lösungsweg aufgrund der numerischen Auswertung der analytischen Terme entgegen.

2.3 Optische Verstärker

Optische Verstärker bieten die Möglichkeit, eine kostengünstige, da transparente Verbindung über Glasfasern herzustellen. Der Einsatz von elektro-optischen Regeneratoren und damit die ständige Wandlung von optischem Signal in elektrisches und

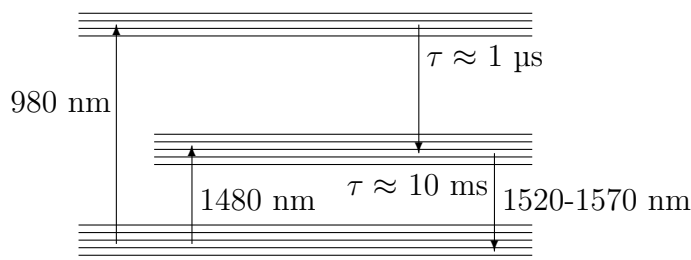


Abbildung 2.13: Bändermodell von Erbium

umgekehrt entfällt. Darüber hinaus haben optische Verstärker eine sehr viel größere Bandbreite als elektrische, so dass in einem WDM-System mehrere Kanäle zusammen verstärkt werden können. Allerdings entfällt damit auch die vollständige Wiederherstellung des ursprünglichen Signals, so dass sich Störungen über mehrere Glasfaserstrecken hin akkumulieren.

2.3.1 Erbiumdotierte Faserverstärker

Mit der Herstellung dämpfungsarmer dotierter Fasern wurde der Einsatz optischer Faserverstärker praktikabel. Durch Dotierung mit verschiedenen Seltenen Erden decken Verstärker einen Wellenlängenbereich von $0,5 \mu\text{m}$ bis $3,5 \mu\text{m}$ ab [2]. Erbiumdotierte Faserverstärker liegen bei $1,55 \mu\text{m}$ im Dämpfungsminimum der Glasfaser und sind daher inzwischen sehr weit verbreitet.

2.3.1.1 Modellierung eines EDFA

Abbildung 2.13 zeigt das Bändermodell von Erbium. Die Photonen eines Pumplasers mit einer Wellenlänge von 980 nm heben Elektronen vom Grundniveau in ein höheres Niveau an. Diese fallen nach einer kurzen Zeitspanne von circa $1 \mu\text{s}$ auf ein Zwischen-niveau. Alternativ ist eine direkte Anhebung von Elektronen auf das Zwischenniveau durch eine Pumpleistung bei 1480 nm möglich. Da die dortige Zeitkonstante mit circa 10 ms hoch ist, verbleiben die Elektronen ohne Einfluss von außen dort, so dass es zu einer Besetzungsinversion des Zwischenniveaus gegenüber dem Grundniveau kommt. Mit einer mäßigen Pumpleistung ist bei erbiumdotierten Fasern bereits eine hohe Elektronenkonzentration zu erreichen. Mit dem Einfallen von Photonen durch ein eingespeistes Signal kommt es zur stimulierten Emission und damit zur Verstärkung des Signals.

Einhergehend mit der stimulierten Emission tritt eine spontane Emission (ASE – amplified spontaneous emission) auf, die sich als Rauschen bemerkbar macht. Dieses kann als weißes, gaußverteiltes Rauschen betrachtet werden. Die spektrale Rauschleistungsdichte beträgt

$$S_{\text{ASE}} = n_{\text{sp}}(G - 1)hf \quad (2.48)$$

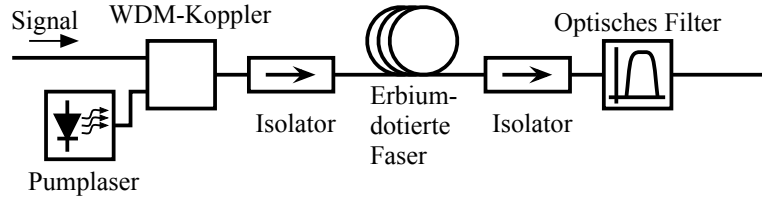


Abbildung 2.14: Aufbau eines erbiumdotierten Faserverstärkers (EDFA)

für eine Polarisation mit dem Inversionskoeffizient n_{sp} , der Verstärkung G , das Plancksche Wirkungsquantum h und der zu verstärkenden optischen Frequenz f . Die Rauschzahl ergibt sich aus dem Quotienten des optischen Signal-zu-Rausch-Leistungsverhältnisses (Optical Signal to Noise Ratio – OSNR) am Eingang und am Ausgang des Verstärkers zu

$$F = \frac{\text{OSNR}|_{\text{Eingang}}}{\text{OSNR}|_{\text{Ausgang}}} \quad (2.49)$$

$$= \frac{1}{G} (1 + 2 n_{\text{sp}} (G - 1)) \quad (2.50)$$

$$\approx 2 n_{\text{sp}} \quad \text{für } G \gg 1 \quad (2.51)$$

Im Idealfall ist $n_{\text{sp}} = 1$, was einer vollständigen Inversion entspricht. Für den Inversionskoeffizienten gilt dementsprechend $n_{\text{sp}} \geq 1$ und somit $F \geq 3$ dB.

In Abbildung 2.14 ist eine typische Realisierung eines EDFAs abgebildet. Die erbiumdotierte Faser wird in diesem Fall vorwärts, folglich kopropagierend zum Signal, gepumpt. Die Isolatoren dienen zur Vermeidung von Resonanzen im EDFA-Aufbau und zur Unterdrückung von ASE in rückwärtiger Richtung, die ansonsten die Funktion des Pumplasers beeinträchtigen kann. Das optische Filter begrenzt zum einen die Rauschleistung, zum anderen kann es zur Glättung des Verstärkerspektrums eingesetzt werden. Bei einer maximalen Gewinnänderung von 1 dB beträgt die nutzbare Bandbreite ohne Glättung circa 20 nm und mit Glättung circa 30 nm (1530 nm – 1560 nm) [46]. Die Verstärkung liegt bei bis zu 40 dB, die maximale Signalausgangsleistung typischerweise bei 20 dBm [2].

Bei großen Eingangsleistungen gerät der EDFA in Sättigung, in der sich wiederum eine zur Signaleingangsleistung näherungsweise proportionale Signalausgangsleistung einstellt, doch der maximale Gewinn verkleinert sich. Andererseits kommt es im Großsignalfall ebenfalls zu einer Reduktion der ASE-Leistung im Verhältnis zum Kleinsignalfall, da aufgrund von stimulierter Emission und hoher Signaleingangsleistung verhältnismäßig mehr Pumpleistung in Signalleistung als in ASE-Leistung konvertiert wird. Eine Pumpleistung bei 1480 nm ermöglicht eine höhere Verstärkung in Sättigung als bei 980 nm, andererseits stellt sich ein ungünstigeres Signal-Rauschleistungs-Verhältnis ein. Zweistufige Verstärker profitieren von einem Kompromiss hinsichtlich

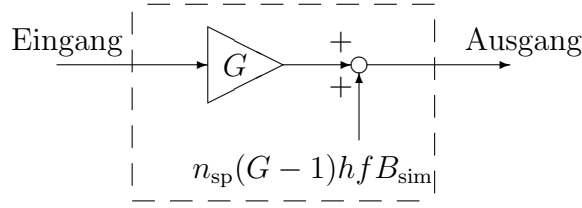


Abbildung 2.15: Systemmodell eines EDFA

beider Eigenschaften. Im vereinfachten Modell des EDFA werden Sättigungseffekte vernachlässigt; demnach ist die Verstärkung unabhängig von der Eingangsleistung, und unter Umständen auftretendes Übersprechen einzelner WDM-Kanäle im Rahmen der für die Sättigung verantwortlichen Gesamteingangsleistung wird nicht berücksichtigt.

Bei der hier betrachteten Bandbreite, die weitaus kleiner als die des realen EDFA ist, kann ein EDFA als Kombination eines idealen Verstärkers und einer Addition eines Rauschterms modelliert werden [85], wie Abbildung 2.15 zeigt. Mit der einbezogenen, durch die Numerik begrenzten Simulationsbandbreite B_{sim} (dem Kehrwert des Abtastintervalls im Zeitbereich) ergibt sich die mittlere Rauschleistung zu $P_{ASE} = S_{ASE}B_{sim}$. Die komplexe Einhüllende $A_{ASE}(t)$ ist mit der Rauschleistung über $P_{ASE} = |A_{ASE}(t)|^2$ verknüpft. Das Ausgangssignal $A_{aus}(t)$ berechnet sich aus der Addition des Rauschterms $A_{ASE}(t)$ auf das verstärkte Eingangssignal $\sqrt{G}A_{ein}(t)$ im Zeitbereich zu

$$A_{aus}(t) = \sqrt{G}A_{ein}(t) + A_{ASE}(t) \quad (2.52)$$

mit

$$A_{ASE}(t) = \sqrt{P_{ASE}} \frac{a_k + jb_k}{\sqrt{2}} \quad (2.53)$$

für jeden Abtastwert k . Die Symbole a_k und b_k stellen voneinander unabhängige, gaußverteilte Zufallszahlen mit dem Mittelwert $\bar{a}_k = \bar{b}_k = 0$ und der Varianz $\sigma_{a_k} = \sigma_{b_k} = 1$ dar.

2.3.1.2 Rauschzahl einer optischen Übertragungsstrecke

Die Proportionalität der Rauschleistung zur Verstärkung in jedem einzelnen EDFA führt zu einer Abhängigkeit der Gesamtrauschzahl am Empfänger von der Anzahl und der Platzierung der EDFAs. Im folgenden wird eine aus in Abbildung 2.7 dargestellten Segmenten bestehende Übertragungsstrecke hinsichtlich ihrer Rauscheigenschaften betrachtet.

Die Dämpfung der SMF, α_{SMF} , und die der DCF, α_{DCF} , seien gegeben, ebenso die Längen L_{SMF} und L_{DCF} der Übertragungsfaser und der dispersionskompensierenden Faser. Die Gesamtlänge der Übertragungsstrecke sei $L_{tr} = NL_{SMF}$ mit der Anzahl

der Segmente N , wobei die Länge der DCF nicht mit eingeht, da sie jeweils als kompaktes Modul eingesetzt wird. Die Verstärkung des auf die SMF folgenden EDFAs wird mit G_1 und die des auf die DCF folgenden EDFAs mit G_2 bezeichnet. Die Verluste der Fasern werden durch die Verstärker vollständig ausgeglichen, so dass $\exp(-\alpha_{\text{SMF}}L_{\text{SMF}})G_1 \exp(-\alpha_{\text{DCF}}L_{\text{DCF}})G_2 = 1$ gilt.

In passiven Komponenten entspricht die Verstärkung dem Kehrwert der Dämpfung, und es wird kein Rauschen addiert. Entsprechend Gleichung 2.50 gilt dann für die Rauschzahlen der Fasern $F_{\text{SMF}} = \exp(\alpha_{\text{SMF}}L_{\text{SMF}})$ und $F_{\text{DCF}} = \exp(\alpha_{\text{DCF}}L_{\text{DCF}})$. Die Rauschzahlen der EDFAs lauten $F_{\text{EDFA},1} = (1 + 2n_{\text{sp}}(G_1 - 1))/G_1$ und $F_{\text{EDFA},2} = (1 + 2n_{\text{sp}}(G_2 - 1))/G_2$ mit jeweils demselben Inversionskoeffizienten n_{sp} .

Die Gesamttauschzahl von M hintereinandergeschalteten, rauschenden Zweitoren ergibt sich zu

$$F_{\text{ges}} = F_{Z1} + \frac{F_{Z2} - 1}{G_{Z1}} + \frac{F_{Z3} - 1}{G_{Z1}G_{Z2}} + \dots + \frac{F_{ZM} - 1}{G_{Z1}G_{Z2}\dots G_{Z(M-1)}} \quad (2.54)$$

Die Rauschzahl eines Segments berechnet sich damit zu

$$F_{\text{seg}} = F_{\text{SMF}} + \frac{F_{\text{EDFA},1} - 1}{e^{-\alpha_{\text{SMF}}L_{\text{SMF}}}} + \frac{F_{\text{DCF}} - 1}{e^{-\alpha_{\text{SMF}}L_{\text{SMF}}G_1}} + \frac{F_{\text{EDFA},2} - 1}{e^{-\alpha_{\text{SMF}}L_{\text{SMF}}G_1}e^{-\alpha_{\text{DCF}}L_{\text{DCF}}}} \quad (2.55)$$

Daraus folgt

$$F_{\text{seg}} = 1 + 2n_{\text{sp}}(e^{\alpha_{\text{SMF}}L_{\text{SMF}}} - 1) + \frac{2n_{\text{sp}}}{G_1} e^{\alpha_{\text{SMF}}L_{\text{SMF}}}(e^{\alpha_{\text{DCF}}L_{\text{DCF}}} - 1) \quad (2.56)$$

Die Gesamttauschzahl der Übertragungsstrecke ergibt sich zu

$$F_{\text{ges}} = 1 + N(F_{\text{seg}} - 1) \quad (2.57)$$

woraus mit vollständiger Dispersionskompensation durch $L_{\text{DCF}} = L_{\text{SMF}}D_{\text{SMF}}/|D_{\text{DCF}}|$

$$F_{\text{ges}} = 1 + 2n_{\text{sp}}\frac{L_{\text{tr}}}{L_{\text{SMF}}}\left[e^{\alpha_{\text{SMF}}L_{\text{SMF}}} - 1 + \frac{e^{\alpha_{\text{SMF}}L_{\text{SMF}}}}{G_1}\left(e^{\alpha_{\text{DCF}}\frac{D_{\text{SMF}}}{|D_{\text{DCF}}|}L_{\text{SMF}}} - 1\right)\right] \quad (2.58)$$

folgt.

Zum Vergleich wird der Zwischenverstärker weggelassen ($G_1 = 1$ und $G_2 = G$). Die Verstärkung des auf die DCF folgenden EDFAs beträgt entsprechend $G = \exp(\alpha_{\text{SMF}}L_{\text{SMF}} + \alpha_{\text{DCF}}L_{\text{DCF}})$. Ansonsten gelten die gleichen Bedingungen wie weiter oben. Die Rauschzahl des Segmentes ergibt sich dann zu

$$F'_{\text{seg}} = G + G(F_{\text{EDFA}} - 1) = GF_{\text{EDFA}} = 1 + 2n_{\text{sp}}(G - 1) \quad (2.59)$$

Aus Gleichung 2.57 folgt für die Gesamttauschzahl

$$F'_{\text{ges}} = 1 + 2n_{\text{sp}}\frac{L_{\text{tr}}}{L_{\text{SMF}}}\left(e^{(\alpha_{\text{SMF}} + \alpha_{\text{SMF}}\frac{D_{\text{SMF}}}{|D_{\text{DCF}}|})L_{\text{SMF}}} - 1\right) \quad (2.60)$$

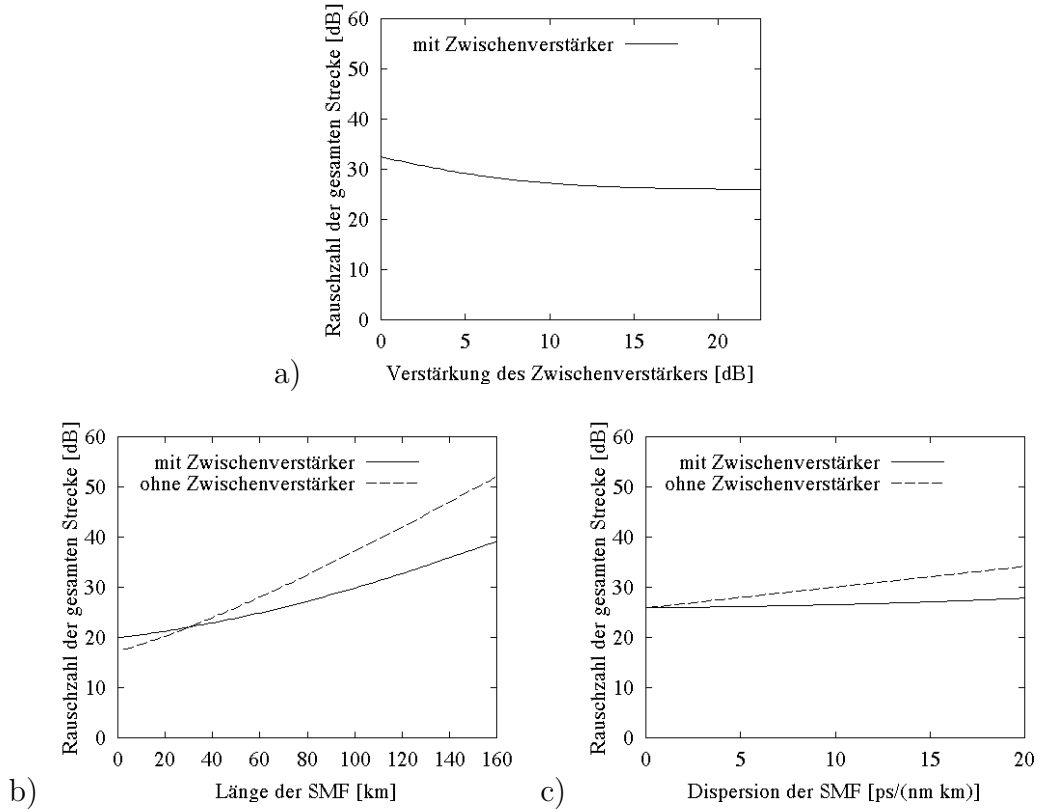


Abbildung 2.16: Rauschzahl in Abhängigkeit von a) der Verstärkung des Zwischenverstärkers G_1 , b) von der Länge der SMF L_{SMF} und c) von der Dispersion der SMF D_{SMF} (Parameter siehe Text)

Typische Werte für ein System sind $L_{\text{tr}} = 320$ km, $L_{\text{SMF}} = 80$ km, $\alpha_{\text{SMF}} = 0,2$ dB/km, $\alpha_{\text{DCF}} = 0,5$ dB/km, $D_{\text{SMF}} = 16$ ps/(nm km), $D_{\text{DCF}} = -98$ ps/(nm km) und $n_{\text{sp}} = 1,25$ entsprechend $F_{\text{EDFA}} = 4$ dB.

Für solch ein System mit Zwischenverstärker zeigt Abbildung 2.16 a) die Abhängigkeit der Gesamtrauschzahl aus Gleichung 2.58 von der Verstärkung des Zwischenverstärkers $G_1 = 1 \cdot \exp(\alpha_{\text{SMF}} L_{\text{SMF}} + \alpha_{\text{DCF}} L_{\text{DCF}})$. Die Gesamtrauschzahl F_{ges} sinkt mit zunehmender Verstärkung G_1 . Was sich hinsichtlich der Störungen durch Rauschen als günstig erweist, ist unter Umständen hinsichtlich der Störungen durch den Kerr-Effekt problematisch. Bei einer konstanten SMF-Eingangsleistung P_{SMF} ist die Verstärkung G_1 wegen der Beziehung $G_1 = \exp(\alpha_{\text{SMF}} L_{\text{SMF}}) P_{\text{DCF}} / P_{\text{SMF}}$ proportional zur DCF-Eingangsleistung P_{DCF} . Mit steigender DCF-Eingangsleistung verringert sich die Gesamtrauschzahl. Die Eingangsleistung in die DCF P_{DCF} wird jedoch normalerweise begrenzt, um die Störungen durch die nichtlinearen Effekte in der einen im Vergleich zur SMF großen Nichtlinearitätskoeffizienten aufweisenden DCF niedrig zu halten. In den Simulationen dieser Arbeit wird daher meist $P_{\text{DCF}} = 0$ dBm als Kom-

promiss gewählt. Bei einer konstanten DCF-Eingangsleistung ist die Verstärkung G_1 umgekehrt proportional zur SMF-Eingangsleistung P_{SMF} . Je größer die SMF-Eingangsleistung ist, umso kleiner ist G_1 und umso größer die Gesamtrauschzahl.

Abbildung 2.16 b) zeigt die Abhängigkeit der Gesamtrauschzahlen aus Gleichung 2.58 mit Zwischenverstärker und Gleichung 2.60 ohne Zwischenverstärker von der Länge der SMF $L_{\text{SMF}} = 0..160$ km bei $L_{\text{tr}} = 320$ km, welches der Variation der Segmentanzahl N entspricht, sowie $P_{\text{SMF}} = 6$ dBm und $P_{\text{DCF}} = 0$ dBm. Die anderen Parameter sind identisch mit denen im vorherigen Absatz. Mit zunehmender SMF-Länge L_{SMF} steigen die Gesamtrauschzahlen F_{ges} und F'_{ges} deutlich an. Die minimale Rauschzahl liegt bei einer SMF-Länge von 0 km, was einer verteilten Verstärkung entspricht. Eine kleine SMF-Länge und die damit verbundene kleinere Gesamtrauschzahl ermöglicht kleinere Eingangsleistungen in die SMF bei gleichem OSNR am Empfänger. Dies hat einen geringeren Energieverbrauch und weniger nicht-lineare Störungen auf der Strecke zur Folge, allerdings auch deutlich höhere Kosten durch eine gestiegene Anzahl von EDFAs und Verbindungsstellen auf der Strecke. Standardlängen von L_{SMF} für terrestrische optische Übertragungsstrecken liegen im Bereich von 60 km bis 100 km, weshalb in dieser Arbeit meist exemplarisch Systeme mit 4×80 km SMF untersucht werden. Ab einer SMF-Länge von ungefähr 30 km führt der Einsatz eines Zwischenverstärkers zur Reduktion der Gesamtrauschzahl der Strecke. Da dies die eben genannten Standardlängen von L_{SMF} überschreitet, ist der Einsatz eines Zwischenverstärkers in diesen Systemen sinnvoll.

In Abbildung 2.16 c) ist die Abhängigkeit der Gesamtrauschzahlen aus Gleichung 2.58 mit Zwischenverstärker und Gleichung 2.60 ohne Zwischenverstärker von der Dispersion der SMF $D_{\text{SMF}} = 0..20$ ps/(nm km) bei $G_1 = 10$ dB dargestellt. Die DCF-Länge wird zur vollständigen Dispersionskompensation variiert. Die anderen Parameter bleiben unverändert. Wegen der zunehmenden Länge der DCFs und der damit insgesamt steigenden Faserdämpfung erhöht sich die Verstärkung der auf eine DCF folgenden EDFAs im Segment. Die Rauschleistung eines EDFAs ist bei großer Verstärkung jedoch näherungsweise proportional zu dessen Verstärkung. Je größer die Dispersion der SMF D_{SMF} ist, desto größer sind demnach auch die Gesamtrauschzahlen F_{ges} und F'_{ges} . Dieser Anstieg fällt ohne den Einsatz von Zwischenverstärkern deutlicher aus als mit diesem. Vom Standpunkt der Rauschzahl aus ist die optimale Übertragungsfaser diejenige mit der geringsten Dispersion, jedoch ist gerade diese Eigenschaft aufgrund des Kerr-Effektes nachteilig für das Übertragungsverhalten.

Die vorangegangenen Abschätzungen machen deutlich, dass die Optimierung des Einsatzes von EDFAs in einer optischen Übertragungsstrecke ein eigenes komplexes, mehrdimensionales Problem darstellt. Da der Schwerpunkt dieser Arbeit auf der Interaktion von Dispersion und Kerr-Nichtlinearität liegt, wird Rauschen zugunsten einer übersichtlichen Darstellung in vielen der folgenden Simulationen nicht berücksichtigt.

2.3.2 Raman-Faserverstärker

Im einfachsten Fall kann durch das Einkoppeln einer hohen Pumpleistung, deren Wellenlänge so ausgelegt ist, dass ein Signal in deren Raman-Verstärkungsspektrum liegt, eine Verstärkung des Signals in der Übertragungsfaser erzielt werden. Für einen solch einfachen Raman-Faserverstärker ergibt sich die Verstärkung unter der Annahme, dass die Signalleistung sehr viel kleiner als die Pumpleistung und die Abschwächung der Pumpleistung infolge der Leistungskonversion vernachlässigbar ist, zu $G_R = \exp(g_R P_p L_{\text{eff}}/A_{\text{eff}})$ mit $L_{\text{eff}} = (1 - \exp(-\alpha L))/\alpha$ mit der Faserlänge L und der Pumpleistung P_p bei kopropagierenden Wellen. Die Verstärkung eines kontrapropagierenden Signals durch eine Pumpwelle ist bei den im Rahmen der Raman-Faserverstärker vorliegenden Leistungspegeln ebenfalls möglich.

Praktisch muss beim Einsatz von Raman-Faserverstärkern der Leistungsverlust der Pumpwellenlänge durch den Leistungstransfer in die Signalwellen beachtet werden [90]. Dieser ist nicht nur von den Signalpegeln abhängig, sondern auch vom Bitmuster der Signale (Abfolge der Null- und Eins-Bits), was zu zusätzlichem nichtlinearen Übersprechen führen kann [91, 92]. Zudem beeinflusst die SRS-Verstärkung die SBS-Schwelle [93].

Um eine sehr breitbandige Verstärkung zu erreichen, werden mehrere Pumpquellen mit unterschiedlichen Wellenlängen eingesetzt [94, 95]. Mit drei Pumpquellen, deren Wellenlängen so gewählt werden, dass es untereinander nicht zu einem Leistungstransfer kommt, können Verstärkerbandbreiten von bis zu 120 nm realisiert werden [46]. Eine Verbesserung des Verstärkerspektrums kann durch den Einsatz von Filtern erreicht werden [96]. Zum Teil werden auch sogenannte hybride Verstärker, die eine Kombination aus rückwärtsgepumptem Raman-Faserverstärker und EDFA darstellen, verwendet [97].

Rückwärtsgepumpte Raman-Faserverstärker ermöglichen bei äquivalenter Nichtlinearität eine geringere Rauschleistung als vorwärtsgepumpte [98]. Die Signalstörung durch ASE ist bei der Verstärkung durch Raman-Faserverstärker bedingt durch die verteilte Verstärkung im Vergleich zu jener durch EDFAs geringer, doch die doppelte Rayleigh-Streuung ist größer [98]. Tatsächlich wird die Auslegung eines Systems mit diesem Verstärkertyp durch die Signalstörungen hervorrufoende Rayleigh-Streuung begrenzt [99].

Die vorliegende Arbeit konzentriert sich auf die Verstärkung durch EDFA. Obwohl der Mechanismus der SRS schon 1973 in Glasfasern nachgewiesen werden konnte [100], erlaubt der Stand der Technik erst seit ein paar Jahren den Einsatz von Raman-Faserverstärkern zumindest im Labor. Abgesehen von einem höheren SNR verglichen mit dem von EDFAs bietet die verteilte Verstärkung den Vorteil, die mittlere Leistung auf der Faserstrecke relativ gering halten zu können, was zu einer verminderten Störung des Signals durch den Kerr-Effekt führt. Der Einsatz von Raman-Faserverstärkern im Feld ist noch nicht abzusehen. Die hohen Pumpleistungen von mehr als 500 mW erfordern nach den derzeit gültigen Sicherheitsbestimmungen die

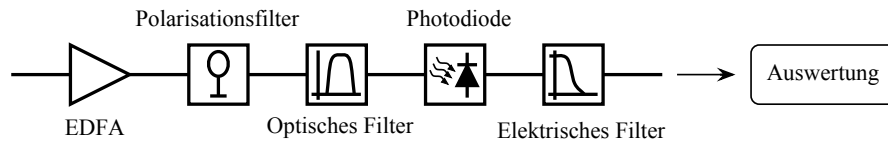


Abbildung 2.17: Modellierung des Empfängers

Entwicklung neuer Verfahren zur Abschaltung im Störfall.

2.4 Optische Empfänger

Die in dieser Arbeit betrachteten optischen Übertragungssysteme basieren auf der Intensitätsmodulation (Intensity Modulation / Direct Detection – IM/DD) des Lichts. Dementsprechend bedeutet die Detektion eines optischen Signals eine Entscheidung in Abhängigkeit vom Signalpegel während einer Bitdauer. Da die Elektronik nicht weit genug fortgeschritten ist, um eine Auswertung eines 160 Gbit/s - Kanals vorzunehmen, wird dieser im Rahmen von optischem Demultiplex in mehrere durch die Elektronik verarbeitbare Kanäle kleinerer Bitrate gewandelt und anschließend detektiert. Dafür werden verschiedenste Methoden genutzt [101, 102]. Im Fall von 160 Gbit/s wird das OTDM-Signal entweder optisch direkt auf 16×10 Gbit/s [22] oder optisch auf 4×40 Gbit/s und anschließend elektronisch auf 16×10 Gbit/s geschaltet [29].

Die Trägerrückgewinnung aus dem Datensignal erfolgt mit Hilfe von extrem schnellen optischen Phasenregelkreisen. Zum Phasenvergleich und zum optischen Schalten wird zum Beispiel FWM in einem Halbleiterlaserverstärker (Semiconductor Optical Amplifier – SOA) oder XPM in einem Halbleiterlaserverstärker innerhalb eines als Interferometer fungierenden Aufbaus (Mach-Zehnder-Interferometer [36, 44], Semiconductor Laser Amplifier in a LOop Mirror – SLALOM [32], Terahertz Optical Asymmetric Demultiplexer – TOAD, Nonlinear Optical Loop Mirror – NOLM, Ultrafast Nonlinear Interferometer – UNI [103, 43]) genutzt. Das optische Schalten wird auch mit Elektroabsorptionsmodulatoren [29, 22] umgesetzt.

2.4.1 Modellierung des optischen Empfängers

In dieser Arbeit wird, wie in Abbildung 2.17 dargestellt, der optische Empfänger analog zum optischen Sender als ETDM-Komponente modelliert. Diese starke Vereinfachung basiert zum einen auf der Annahme, dass im Rahmen der stetigen Weiterentwicklung von Komponenten zukünftig ein solcher direkter Empfang möglich sein wird. Zum anderen liegt das Augenmerk dieser Arbeit auf der Analyse der Übertragungsstrecke, zu der ein einfaches Modell einen direkten Zugang ermöglicht.

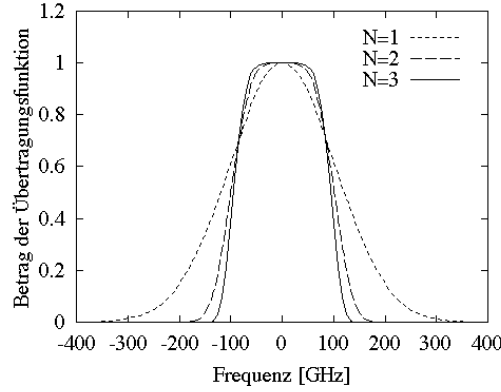


Abbildung 2.18: Betrag der Übertragungsfunktion $|H(j2\pi f)|$ in Abhängigkeit von der Frequenz f bei $f_0 = 0$ Hz und $\Delta f_{3\text{dB}} = 170$ GHz

Das Systemmodell des 160 Gbit/s-Empfängers ist analog zu dem eines bereits existenten 10 Gbit/s- oder 40 Gbit/s-Systemmodells aufgebaut. Die Modellierung des Empfängers beinhaltet üblicherweise einen EDFA als optischen Vorverstärker (siehe zum Beispiel [104, 87]). In den Simulationen entspricht dieser dem letzten Verstärker eines Segmentes, da eine simulierte Strecke aus einer als Schleife aufgebauten Folge von Segmenten besteht, deren Ausgangsleistung jeweils gleich der Eingangsleistung ist. Das auf den EDFA folgende Polarisationsfilter wird der Vollständigkeit halber an dieser Stelle eingefügt, da in dieser Arbeit grundsätzlich nur eine Polarisation betrachtet wird.

Das darauffolgende optische Filter dient einerseits der Begrenzung der Rauschbandbreite und andererseits der Auswahl (dem Demultiplex) eines WDM-Kanals. In Einkanal-Systemen und Mehrkanalsystemen mit großem Kanalabstand wird meist ein Bessel-Filter fünfter Ordnung mit einer Bandbreite, die der vierfachen Bitrate entspricht, gewählt. In Mehrkanalsystemen mit kleinem Kanalabstand ist eine Filtercharakteristik mit steilen Flanken und kleinerer Filterbandbreite zur Reduktion von linearem Übersprechen notwendig. Diese Kriterien können Gauß-Filter dritter Ordnung in guter Näherung verfügbarer Filter erfüllen. Der Betrag der Übertragungsfunktion eines Gauß-Filters N -ter Ordnung berechnet sich mit der Mittenfrequenz f_0 und der 3dB-Bandbreite $\Delta f_{3\text{dB}}$ zu

$$|H(j2\pi f)| = \exp\left(-\ln \sqrt{2} \left(\frac{2(f - f_0)}{\Delta f_{3\text{dB}}}\right)^{2N}\right) \quad (2.61)$$

Abbildung 2.18 zeigt diese Funktion für einen Filter erster, zweiter und dritter Ordnung bei einer Mittenfrequenz gleich Null und einer 3dB-Bandbreite von 170 GHz.

Die Photodiode wandelt das optische in ein elektrisches Signal um. Der elektrische Photostrom I_{sig} ist über $I_{\text{sig}} = R P_{\text{sig}}$ proportional zur empfangenen optischen Signalleistung P_{sig} . Die Responsivität R berechnet sich als Verhältnis von generierter

Stromstärke zur optischen Leistung aus der Elektronenladung e , dem Quantenwirkungsgrad η , dem Planckschen Wirkungsquantum h und der optischen Frequenz f zu $R = \frac{e\eta}{hf}$. Im Idealfall ($\eta = 1$) hat die Responsivität bei 1550 nm den Wert 1,25 A/W. Eine typische Photodiode für den Empfang von 10 Gbit/s bei 1,55 μm weist einen Quantenwirkungsgrad von $\eta = 0,8$ inklusive der Koppelverluste und eine Bandbreite von mehr als 100 GHz auf [46]. Im Modell aus Abbildung 2.17 wird jedoch der Einfachheit halber von einer idealen Photodiode ausgegangen. Sofern das Eigenrauschen des Bauelements vernachlässigt werden kann, hat diese Annahme keinen Einfluss auf die Qualität des empfangenen Signals.

Das folgende elektrische Tiefpassfilter hat die Funktion, Rauschen und Pulsneben sprechen zu begrenzen sowie ein RZ-Signal in ein NRZ-Signal zu wandeln. Letzteres verringert durch die daraus resultierende größere Pulsbreite die Auswirkungen von Jitter bei der Detektion. Das elektrische Filter ist meist ein Bessel-Filter fünfter Ordnung mit einer Bandbreite, die dem 0,7-fachen der Datenrate entspricht [46], und stellt einen Kompromiss zwischen der Verringerung des Rauschens und dem Erhalt der Signalform dar. Das so gewonnene elektrische Signal wird auf die Übertragungsqualität hin ausgewertet.

2.4.2 Rauschbetrachtungen

Das Rauschen der Photodiode hat hauptsächlich drei Ursachen:

- Das Schrotrauschen (Shot-Noise) ist ein Quantenrauschen, das seinen Ursprung im diskreten Charakter von Elektronen hat.
- Das thermisches Rauschen entsteht durch die temperaturbedingte Bewegungen der Elektronen.
- Beating ist die englische Bezeichnung für die durch die Quadrierung in der Photodiode entstehenden Summenterme ähnlich einer Schwebung der unterschiedlichen Spektralanteile von Signal, ASE-Rauschen und Schrotrauschen.

Die Leistung des thermischen Rauschens beträgt

$$P_{\text{therm}} = 4k_{\text{B}}T_{\text{abs}}B_{\text{el}} \quad (2.62)$$

wobei k_{B} die Boltzmann-Konstante, T_{abs} die absolute Temperatur und B_{el} die einseitige elektrische Filterbandbreite bezeichnet. Mit der optischen Filterbandbreite B_{opt} und der Rauschleistungsdichte des EDFA, S_{ASE} , nach Gleichung 2.48 berechnen sich die normierte Rauschleistungsanteile aus den durch das Beating hervorgegangenen Summentermen für den optischen Empfänger aus Abbildung 2.17 mit einer Verstärkung des optischen Vorverstärkers $G \gg 1$ nach [105, 104] zu

$$\sigma_{\text{ASE-ASE}}^2 = 4R^2 S_{\text{ASE}}^2 B_{\text{opt}} B_{\text{el}} \quad (2.63)$$

$$\sigma_{\text{ASE-shot}}^2 = 4Re S_{\text{ASE}} B_{\text{opt}} B_{\text{el}} \quad (2.64)$$

$$\sigma_{\text{sig-ASE}}^2 = 4R^2 GP_{\text{sig}} S_{\text{ASE}} B_{\text{el}} \quad (2.65)$$

$$\sigma_{\text{sig-shot}}^2 = 2Re GP_{\text{sig}} B_{\text{el}} \quad (2.66)$$

Die entsprechenden Rauschleistungen ergeben sich über $P_i = \sigma_i^2 R_L$ und die ausgangsseitige Signalleistung über $P_{\text{sig,el}} = (RGP_{\text{sig}})^2 R_L$ mit dem Bezugslastwiderstand R_L .

Bei der Betrachtung eines Empfängers mit optischem Vorverstärker dominiert das ASE-Rauschen über das Schrotrauschen und das thermische Rauschen [8]. Um einen Eindruck von den Verhältnissen in einem Empfänger ohne Vorverstärker nach der Übertragung über mehrere Segmente zu erhalten, wird für die folgenden Überlegungen die 4×80 km SSMF Übertragungsstrecke mit Zwischenverstärkern aus Abschnitt 2.3.1 zu Grunde gelegt. Die Parameter lauten $L_{\text{tr}} = 320$ km, $L_{\text{SMF}} = 80$ km, $\alpha_{\text{SMF}} = 0,2$ dB/km, $\alpha_{\text{DCF}} = 0,5$ dB/km, $D_{\text{SMF}} = 16$ ps/(nm km), $D_{\text{DCF}} = -98$ ps/(nm km) und $n_{\text{sp}} = 1,25$ entsprechend $F_{\text{EDFA}} = 4$ dB sowie $P_{\text{DCF}} = 0$ dBm. Die Eingangsleistung in die SMF P_{SMF} entspricht der empfangenen optischen Leistung und reicht von -6,5 dBm bis 16 dBm. Der Wertebereich von P_{SMF} ist begrenzt, da für die einzelnen Verstärker die Bedingungen $G_1 \geq 1$ und $G_2 \geq 1$ erfüllt sein müssen. Die Übertragungsstrecke mit der Gesamtrauschleistungsdichte $S_{\text{ASE,ges}}$ und der Gesamtverstärkung $G_{\text{ges}} = 1$ wird nun äquivalent zum optischen Vorverstärker mit der Rauschleistungsdichte S_{ASE} und der Verstärkung G aus Abbildung 2.17 behandelt. Nach der Umformung von Gleichung 2.50 nach n_{sp} und dem Einsetzen in Gleichung 2.48 ergibt sich für die gesamte Rauschleistungsdichte am Empfänger

$$S_{\text{ASE,ges}} = (F_{\text{ges}} G_{\text{ges}} - 1) \frac{hf_0}{2} \quad (2.67)$$

wobei Gleichung 2.58 die Gesamtrauschzahl F_{ges} liefert. Diese Werte werden in die Gleichungen 2.62 bis 2.66 eingesetzt. Für den Empfänger werden die exemplarischen Werte $\lambda = 1550$ nm, $G = 15$ dB, $\eta = 1$, $B_{\text{opt}} = 4B$, $B_{\text{el}} = 0,7B$, $T_{\text{abs}} = 273$ K und $R_L = 100 \Omega$ angesetzt.

Abbildung 2.19 zeigt die elektrische Ausgangsleistung des Empfängers, aufgeschlüsselt nach den einzelnen Beating-Beiträgen und dem thermischen Rauschen sowie dem Signal, über der empfangenen optischen Leistung nach der Übertragung über 4×80 km SSMF. Der Signal-ASE-Rauschterm stellt mit Abstand den größten Beitrag zum Rauschen dar, den nächsthöheren stellt der ASE-ASE-Rauschterm. Schrotrauschen und thermisches Rauschen können in diesem als Standardkonfiguration für die folgenden Untersuchungen gewählten Übertragungssystem vernachlässigt werden. In den numerischen Simulationen wird sich hinsichtlich der Rauschgenerierung auf den ASE-Rauschprozess der EDFAs beschränkt, und die Photodiode wird als ideal – das heißt rauschfrei – angenommen.

Zuletzt soll in diesem Abschnitt noch eine einfache Abschätzung des OSNRs am Empfänger anhand des obigen 4×80 km SSMF Übertragungssystems erfolgen. Das

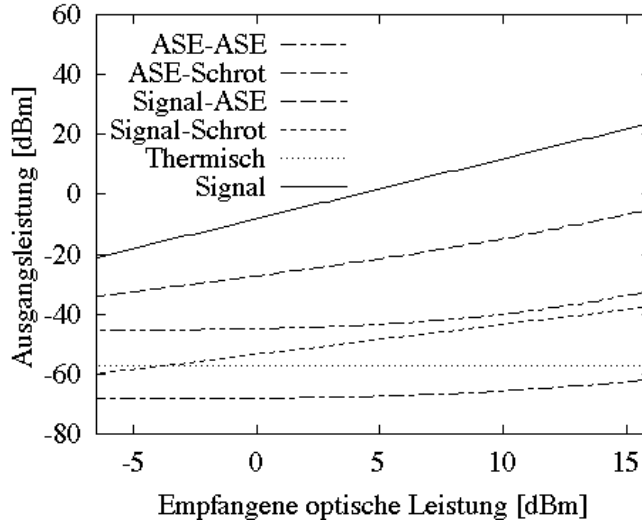


Abbildung 2.19: Elektrische Ausgangsleistung des Empfängers, aufgeschlüsselt nach den einzelnen Rauschanteilen und dem Signalanteil, über der empfangenen optischen Leistung nach der Übertragung über 4×80 km SSMF (Parameter siehe Text)

senderseitige Signal wird ideal modelliert und demnach nur durch das Quantenrauschen gestört. Mit der als Referenzwert geltenden Rauschbandbreite $B_{\text{ref}} = 12,5$ GHz berechnet sich die Leistung des Quantenrauschens für eine Polarisierung zu $\frac{1}{2}hf_0B_{\text{ref}}$ [8]. Das OSNR am Sender beträgt $\frac{2P_{\text{SMF}}}{hf_0B_{\text{ref}}}$. Gemäß der Definition nach Gleichung 2.49 ergibt sich dann für das OSNR am Empfänger

$$\text{OSNR}_{\text{Rx}} = \frac{2P_{\text{SMF}}}{F_{\text{ges}} hf_0B_{\text{ref}}} \quad (2.68)$$

In der Literatur [2, 46] wird für einen Empfänger ohne Vorverstärker bei Berücksichtigung beider Polarisierungen eine Anzahl von 20 Photonen pro Puls genannt, die mindestens empfangen werden muss, um eine BER von 10^{-9} zu erreichen. Dieses Minimum wird als Quantenlimit bezeichnet. Die mittlere Signalleistung beträgt bei Gleichverteilung von Nullen und Einsen mit der Anzahl der Photonen pro Puls N_{ph} somit $\frac{N_{\text{ph}}hf_0}{2T_B}$. Die Leistung des Quantenrauschens in beiden Polarisierungen beträgt zusammen hf_0B_{ref} . Nach dieser Rechnung entspricht das Quantenlimit einem OSNR von $\frac{N_{\text{ph}}}{2T_B B_{\text{ref}}} \approx 21$ dB.

In Abbildung 2.20 ist das OSNR am Empfänger in Abhängigkeit von der in die SSMF eingespeisten Leistung P_{SMF} für eine Eingangsleistung in die DCF von $P_{\text{DCF}} = 0$ dBm und $P_{\text{DCF}} = -7$ dBm dargestellt. Da sich gemäß Abbildung 2.16 c) die Gesamttauschzahl F_{ges} zu kleineren Dispersionswerten der SMF hin beim Einsatz von Zwischenverstärkern nur wenig ändert, ist mit einem ähnlichen Verlauf des OSNRs nach Gleichung 2.68 für kleinere SMF-Dispersionswerte zu rechnen. Zum Vergleich

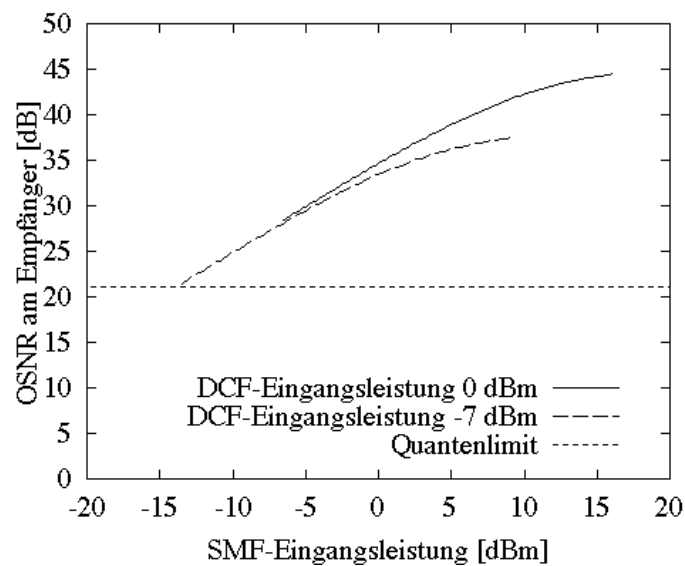


Abbildung 2.20: OSNR am Empfänger nach 4×80 km SSMF (Parameter siehe Text)

ist das Quantenlimit eingetragen. Die für diese Arbeit exemplarischen Übertragungssysteme weisen beide OSNR-Werte auf, die über dem des Quantenlimits liegt. Als Vorgriff auf die folgenden Kapitel kann die Aussage getroffen werden, dass sich die Konfigurationen aller hier vorgestellten Simulationen oberhalb des Quantenlimits befinden.

3 Bewertung von numerischen Simulationen

Zur Beurteilung der Signalqualität in einem Übertragungssystem bedarf es Maßzahlen, die sowohl die durch Rauschen als auch die durch Nichtlinearitäten verursachten Störungen erfassen können.

3.1 Bewertungskriterien

3.1.1 BER-Schätzung und Q-Faktor

Die Bitfehlerrate (Bit-Error Ratio – BER) ist das Verhältnis aus der Anzahl der fehlerhaft detektierten Bits zu der Anzahl der insgesamt gesendeten. Dieses Kriterium ist das bevorzugte Maß zur Beurteilung von Laborexperimenten und im Betrieb befindlichen Systemen, da es direkt eine Aussage über die Zuverlässigkeit eines Systems bietet. In Laborexperimenten gilt eine Signalübertragung als erfolgreich, wenn eine BER von 10^{-9} nicht überschritten wird. Bei von Netzbetreibern unterhaltenen Systemen muss die BER sogar unter 10^{-15} liegen.

Abbildung 3.1 zeigt ein Augendiagramm und das dazugehörige Histogramm der Amplituden. Die Entscheidungsschwelle I_S ist der Wert, oberhalb dessen ein Bit als Eins und unterhalb dessen ein Bit als eine Null detektiert wird. Die optimale Entscheidungsschwelle, die zu einer minimalen BER führt, ergibt sich näherungsweise in der Schnittstelle der Wahrscheinlichkeitsdichteverteilung für Null und Eins. Sind die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen von Null und Eins jeweils symmetrisch, fallen die Mittelwerte der entsprechenden Amplituden \bar{i}_0 und \bar{i}_1 wie in Abbildung 3.1 mit

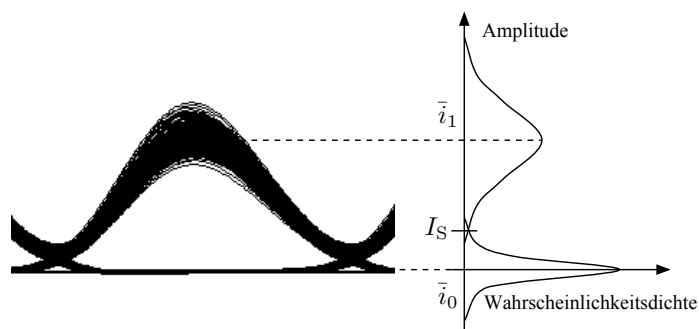


Abbildung 3.1: Exemplarisches Augendiagramm mit Skizze von dessen Amplituden-Histogramm

den Maxima der jeweiligen Wahrscheinlichkeitsdichten zusammen.

Die BER berechnet sich analytisch über die Anzahl der Null-Bits N_0 , die der Ein-Bits N_1 und die Fehlerwahrscheinlichkeiten $P(0|1)$ und $P(1|0)$ zu

$$\text{BER} = \frac{N_1 P(0|1) + N_0 P(1|0)}{N_1 + N_0} \quad (3.1)$$

wobei $P(1|0)$ die Wahrscheinlichkeit angibt, mit der anstelle einer Null eine Eins detektiert wird, und $P(0|1)$ die Wahrscheinlichkeit, mit der eine Eins anstelle einer Null detektiert wird. Entspricht die Wahrscheinlichkeitsdichteverteilung einer Gaußfunktion, wie es für nur durch Rauschen gestörte Systeme meist zutrifft, lässt sich diese Beziehung umformen in

$$\text{BER} = \frac{1}{N_0 + N_1} \left(\frac{N_1}{2} \text{erfc} \left(\frac{|\bar{i}_1 - I_S|}{\sqrt{2}\sigma_1} \right) + \frac{N_0}{2} \text{erfc} \left(\frac{|\bar{i}_0 - I_S|}{\sqrt{2}\sigma_0} \right) \right) \quad (3.2)$$

wobei σ_0 und σ_1 die jeweilige Varianz der Verteilungsdichte von Null und Eins bezeichnen.

Ein weiteres gebräuchliches Bewertungskriterium lässt sich anschaulich mit dem Signal-Rausch-Abstand vergleichen. Der Q -Faktor wird definiert durch

$$Q = \frac{\bar{i}_1 - \bar{i}_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (3.3)$$

In dieser Arbeit wird in Q_{opt} , bei dem die Mittelwerte und Varianzen zum Zeitpunkt der maximalen Augenöffnung aus dem Augendiagramm bestimmt werden, und in Q_{rel} , bei dem diese in einem Zeitfenster von $0,4 T_B$ bis $0,6 T_B$ im Augendiagramm bestimmt und gemittelt werden, unterschieden.

Analog zu Gleichung 3.2 ergibt sich für die optimale Entscheiderschwelle unter der Annahme einer gaußverteilten Amplitudenfluktuation [2, 86]

$$\text{BER} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_Q^\infty e^{-\frac{x^2}{2}} dx \quad (3.4)$$

$$= \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{Q}{\sqrt{2}} \right) \quad (3.5)$$

Einer BER kleiner 10^{-9} entspricht ein Q -Faktor größer 6. Mit dem Q -Faktor wird wie mit der BER eine Kenngröße des Gesamtsystems angegeben.

In Laborexperimenten kann die nicht immer uneingeschränkt existierende Stabilität des untersuchten Systems eine zeitliche Begrenzung bei der Übertragung über einen längeren Zeitraum darstellen. Das Senden von mehreren Milliarden Bit am Stück ist an sich kein Problem. Bei einer numerischen Simulation würde die Bestimmung der BER gemäß ihrer Definition eine Bitanzahl von mindestens 10^{10} erfordern,

was aufgrund des enormen Rechenaufwandes nicht möglich ist. Um aus einer numerischen Simulationen eine BER oder einen Q -Faktor zu erhalten, muss eine Schätzung auf der Basis der begrenzten Länge der simulierten Bitfolge erfolgen. Unter der Annahme, dass die Amplitudenverteilungen von Null und Eins gaußförmig verteilt sind, lässt sich der Q -Faktor mit Gleichung 3.3 aus den Simulationsdaten und daraus wiederum die BER mit Gleichung 3.5 berechnen. Alternativ wird bei dem hier mit Q_{eff} bezeichneten Q -Faktor eine gaußförmige Wahrscheinlichkeitsdichte auf der Basis der Simulationsdaten angesetzt und damit die BER und anschließend mit Gleichung 3.5 der Q -Faktor bestimmt [85].

Die Annahme einer Gaußverteilung ist eine gute Näherung bei der Entstehung von ASE, thermischem Rauschen und Schrotrauschen innerhalb der hier betrachteten Bandbreite [2]. Bei genauer Betrachtung fällt in optischen Systemen jedoch auf, dass eine Gauß-Charakteristik durch die Filterung und die Quadrierung in der Photodiode im Empfänger nicht mehr gegeben ist. Trotzdem stellt dieses Vorgehen eine üblich Näherung dar [104, 46]. Problematisch ist die Annahme allerdings in Hinblick auf die nichtlinearen Störungen. Diese sind deterministisch und daher nur näherungsweise als Rauschprozesse zu beschreiben. Die Annahme einer Gaußverteilung wird dadurch nicht unmöglich, doch führt sie zu einer Überschätzung der Störungen. Hauptursache dafür ist das Auftreten von Bitmuster-Effekten wie zum Beispiel IXPM und IFWM, in deren Zusammenhang es zu gegenseitigen Störung von Bits kommt (Inter-Symbol Interference – ISI). Dies resultiert in einer Überschätzung der Varianzen vor allem bei hohen Leistungen. Untersuchungen bei hohen Bitraten zeigen in letzter Zeit, dass eine Gauß-Schätzung zwar noch zu qualitativ aussagekräftigen Ergebnissen führt, doch eine quantitative Vorhersage der BER nicht mehr möglich ist (siehe [106]). Abhilfe kann das Verfahren schaffen, einen Mittelwert über die Statistik jedes einzelnen Bits anstelle einer Statistik über die Gesamtheit aller Bits auszuwerten [107]. Allerdings ist dieses Verfahren sehr aufwendig und konnte sich bislang noch nicht durchsetzen.

Auf der Messung der BER basiert die sogenannte System-Penalty, über die Experimente häufig ausgewertet werden. Direkt vor dem Empfänger wird ein stellbares Dämpfungsglied eingefügt und die BER in Abhängigkeit von der empfangenen Leistung bei Variation der Dämpfung gemessen. Diese Messung wird sowohl für das System ohne (back-to-back) als auch mit Übertragungsstrecke durchgeführt und die Ergebnisse verglichen. Die Differenz der jeweiligen Empfangsleistungen bei einer BER von 10^{-9} wird als System-Penalty bezeichnet. Auf lineare, rauschbehaftete Systeme bezogen beschreibt diese, um welchen Wert die Sendeleistung reduziert werden kann, ohne die Funktionalität des Systems zu gefährden. In nichtlinearen Systemen gilt dieser Zusammenhang nicht mehr, und die System-Penalty muss für jede in die Strecke eingespeiste Leistung einzeln bestimmt werden. Bei der BER-Messung ist zu beachten, dass diese nicht durch beliebiges Erhöhen der Sendeleistung verringert werden kann. Die BER-Kurve erreicht bei hohen empfangenen Leistungen einen Grenzwert (BER-Floor) und stellt damit eine durch den Sender- und Empfängeraufbau bedingte harte Systemgrenze dar.

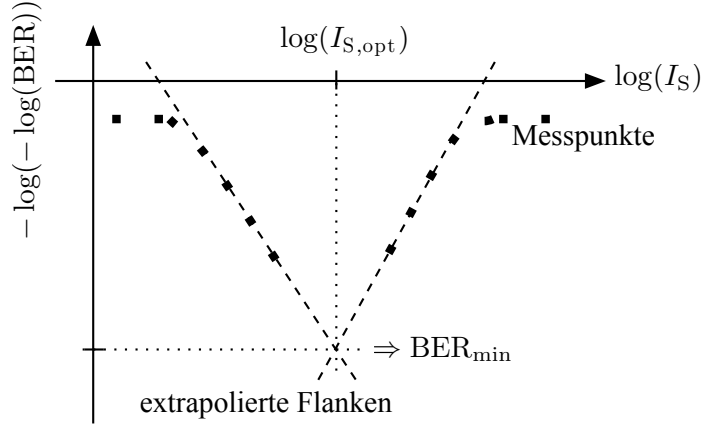


Abbildung 3.2: Skizze zum Verfahren der Bestimmung der BER durch Extrapolation [109]

Ein Ansatz zur direkten Bestimmung der BER, also ohne den Q -Faktor oder eine Gaußverteilung heranziehen zu müssen, stellt die sogenannte „tail extrapolation“ dar, bei der die optimale Entscheidungsschwelle und darüber die minimale BER approximiert wird. Die Approximation der BER ist durch Extrapolation der Flanken des BER-Verlaufs in Abhängigkeit von der Entscheidungsschwelle bei der Detektion im Empfänger möglich [108, 109]. Dies geschieht unter der Annahme, dass die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion der Signalamplitude bei einer Entscheidungsschwelle, die nahe der die minimale BER liefernden optimalen Entscheidungsschwelle liegt, durch eine Funktion der Klasse der verallgemeinerten Exponential-Funktionen („generalized exponential family“) beschrieben werden kann [108]. Diese beinhaltet die verallgemeinerten Gaußfunktionen. Dahinter steckt die Idee, dass das Rauschen, das meist als ein Gauß-Prozess modelliert werden kann, der ausschlaggebende Mechanismus hinsichtlich der Signalstörung ist, und eine Funktion aus der oben genannten Klasse eine gute Approximation der tatsächlichen Statistik liefert. Mit dem Gebrauch dieser Funktionen erfolgt wieder eine Einschränkung des Gültigkeitsbereiches, doch nicht so eng, wie es im Fall der Annahme einer gaußverteilten Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion der Fall wäre. Daher ist dieses Verfahren in Hinblick auf die Bewertung eines durch nichtlineare Effekte gestörten Signals von Interesse.

Für die Flanken der BER-Kurve in Abhängigkeit von der Entscheidungsschwelle I_S gilt bei getrennter Betrachtung von Null- und Eins-Bits jeweils

$$-\log(-\log(\text{BER})) \sim \mp \log(I_S) \quad (3.6)$$

folglich ist die doppelt logarithmierte Fehlerwahrscheinlichkeit proportional zur einfach logarithmierten Entscheidungsschwelle. (Die Funktion „log“ bezeichnet den Logarithmus zur Basis 10.) Es existiert somit je eine lineare Asymptote der Flanken für Null- und Eins-Bits, deren Schnittpunkt die optimale Entscheidungsschwelle $I_{S,\text{opt}}$ und

die minimale BER_{\min} liefert (vergleiche Abbildung 3.1). Dieser Wert der BER ist der üblicherweise für ein System angegebene, da von einer optimal eingestellten Entscheidungsschwelle ausgegangen wird. In Abbildung 3.2 ist das Vorgehen zur Bestimmung der minimalen BER eines Systems skizziert. Aus einigen auf der Flanke liegenden Messwerten kann die minimale BER extrapoliert werden. Da der Gültigkeitsbereich der Extrapolation [108] beschränkt ist, müssen diese Punkte achtsam gewählt werden. Einerseits darf die höchste gewählte Entscheidungsschwelle nicht so hoch liegen, dass bei diesem Wert schon eine erheblich hohe Auftrittswahrscheinlichkeit des jeweils anderen Datensymbols vorliegt, da die Extrapolation einer Flanke jeweils nur für eine Null oder eine Eins gilt. Dazu ist es bei einer BER kleiner als 10^{-3} ausreichend, dass der Betrag der Differenz von optimaler Entscheidungsschwelle und für die Messung gewählter Entscheidungsschwelle den Wert der Varianz des Rauschens übersteigt. Andererseits muss der Messwert der BER bei der niedrigsten gewählten Entscheidungsschwelle bereits auf der Flanke und nicht im Übergang zur Flanke liegen. Diese Bedingung wird überschlagsweise erfüllt, wenn der Betrag der Differenz von optimaler Entscheidungsschwelle und für die Messung gewählter Entscheidungsschwelle den doppelten Wert der Varianz von Rauschen und anderen Störungen unterschreitet.

3.1.2 Eye-Opening Penalty

Aus Augendiagrammen ist nicht nur der Umfang der Signalstörung zu erkennen, sondern auch die Art der Signalstörungen. Dafür ist allerdings die Betrachtung einzelner Augendiagramme von jeder entsprechenden Systemeinstellung notwendig. Experimentell wird die Aufnahme von Augendiagrammen zur Analyse von Übertragungseigenschaften [52, 110] und zur Systemüberwachung [111, 112, 113] genutzt. Ein Bewertungskriterium auf der Basis der Verringerung der Augenöffnung (Eye-Opening – EO) durch Signaldegradation auf der Strecke ist die Eye-Opening Penalty (EOP) im Empfänger. Im allgemeinen wird sie definiert zu

$$\text{EOP} = 10 \log \left(\frac{\text{EO}_{\text{back-to-back}}}{\text{EO}_{\text{inklusive Strecke}}} \right) \quad (3.7)$$

Abbildung 3.3 veranschaulicht die Bestimmung der Augenöffnung zur Berechnung der EOP anhand eines symmetrischen Augendiagrammes. Zur Berechnung der optimalen EOP wird die maximale Augenöffnung im Augendiagramm herangezogen, die bei einem asymmetrischen Augendiagramm nicht unbedingt in der Mitte des Auges liegt. Es gilt

$$\text{EOP}_{\text{opt}} = \frac{\max(i_{1,\min}(T) - i_{0,\max}(T))_{\text{back-to-back}}}{\max(i_{1,\min}(T) - i_{0,\max}(T))_{\text{inklusive Strecke}}} \quad (3.8)$$

Eine EOP von 1 dB entspricht einer Verkleinerung der Augenöffnung auf 80 % durch die auf der Strecke einwirkenden Störungen und galt bislang als Obergrenze für eine qualitativ gute Übertragung. Allerdings können einzelnen Linien im Augendiagramm,

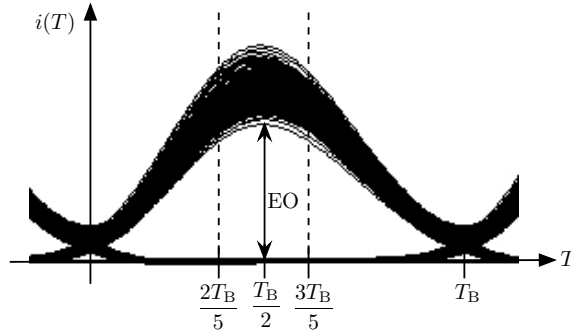


Abbildung 3.3: Bestimmung der Augenöffnung

zum Beispiel infolge einer begrenzten Anzahl von simulierten Bits, zu einer bitwortbedingten Abhängigkeit der Augenöffnung führen. Starken Jitter kann die optimale EOP nur begrenzt erfassen, da sie ein Maß für die vertikale, aber nicht die horizontale Augenöffnung liefert. Um dies zu vermeiden, wird die EOP häufig in einem Fenster von 20 % der Bitdauer berechnet und gemittelt, wie in Abbildung 3.3 eingezeichnet ist. Die relative EOP ergibt sich zu

$$\text{EOP}_{\text{rel}} = \frac{\int_{0,4 T_B}^{0,6 T_B} (i_{1,\min}(T) - i_{0,\max}(T))_{\text{back-to-back}} dT}{\int_{0,4 T_B}^{0,6 T_B} (i_{1,\min}(T) - i_{0,\max}(T))_{\text{inklusive Strecke}} dT} \quad (3.9)$$

Die EOP, wie sie in Gleichung 3.7 allgemein definiert wird, ist ein Maß für die Störungen auf der Übertragungsstrecke und unterscheidet sich dadurch von der BER und dem Q -Faktor. Die EOP hat den Vorteil, dass die Signaldegradation durch nicht-lineare Störungen direkt, also ohne Näherung durch eine Gauß-Approximation oder ähnliches, erfasst werden kann. Die minimale Anzahl von zu simulierenden Bits, um eine dichte Verteilung von Null- und Eins-Pegeln und damit eine geringe Abhängigkeit der EOP von der Lage einzelner Pegel zu erreichen, liegt im Rahmen des simulationstechnisch möglichen. Nachteilig bei der Bewertung durch die EOP ist, dass keine Rückschlüsse auf die BER gezogen werden können. Eine Einschränkung stellt weiterhin die Forderung nach einem möglichst ungestörten Signal als eindeutiges Referenzsignal (back-to-back) dar.

3.2 Wichtige Aspekte von numerischen Simulationen

Eine umfassende Parameterstudie der Signalübertragung über Lichtwellenleiter ist aufgrund der Vielzahl der physikalischen und numerischen Parameter sehr aufwendig. Um einen Einblick in den mehrdimensionalen Parameterraum zu bekommen,

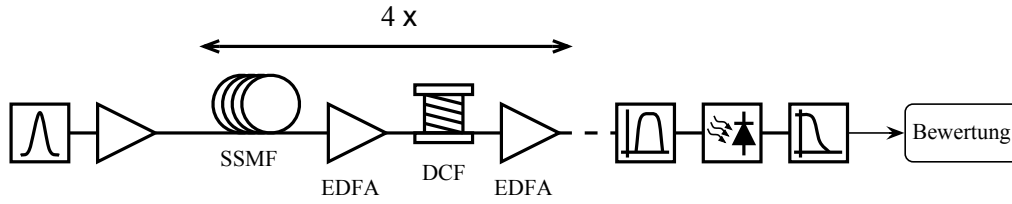


Abbildung 3.4: Exemplarisches optisches 4×80 km Übertragungssystem

bietet es sich an, einzelne Parameter ausgehend von einem ausgewählten, charakteristischen System zu untersuchen und Rückschlüsse auf deren Kombination zu ziehen. Die Möglichkeit, systematisch die Auswirkung isolierter physikalischer Größen analysieren zu können, ist der große Vorteil der Simulation gegenüber dem Experiment.

Ein für diese Arbeit typisches 160 Gbit/s Einkanal-System ist in Abbildung 3.4 dargestellt und soll in diesem Kapitel als Ausgangspunkt für verschiedene Aspekte numerischer Simulationen dienen. Im optischen Sender werden sekanshyperbolikusgeformte Pulse mit einer Pulsbreite von 1,3 ps generiert. Die vier aufeinanderfolgenden Segmente bestehen jeweils aus 80 km SSMF mit einem Dämpfungskoeffizienten von 0,2 dB/km, einer Dispersion von 16 ps/(nm km) und einer Dispersionssteigung von 0,05 ps/(nm²km) sowie der entsprechenden Länge DCF mit einem Dämpfungskoeffizienten von 0,5 dB/km, einer Dispersion von −98 ps/(nm km) und einer angepassten Dispersionssteigung zur vollständigen Nachkompensation. Die Nichtlinearitätskoeffizienten der SSMF und der DCF betragen 1,317 (Wkm)^{−1} und 5,27 (Wkm)^{−1}. Die EDFAs weisen eine Rauschzahl von 4 dB auf. Die Bandbreite des elektrischen Bessel-Filters fünfter Ordnung beträgt 750 GHz, die des elektrischen Bessel-Filters fünfter Ordnung 112 GHz. In die SSMF werden, falls nicht anders angegeben, 9 dBm optische Leistung eingespeist, in die DCF nur 0 dBm. Die angegebenen Leistungen entsprechen immer der Signalleistung, bei Einbeziehung des Verstärkerrauschens addiert sich die Rauschleistung hinzu. Das OSNR am Empfänger liegt entsprechend Gleichung 2.68 bei 42 dB bezogen auf 12,5 GHz.

Bei einer Folge gleicher Segmente akkumulieren sich die Störungen auf einer transparenten Strecke. Bei alten Installationen mit elektro-optischer Regeneration nach jedem Segment konnte noch von einem gleichmäßigen Anstieg der Störungen über die Strecke ausgegangen werden. Bei rein optischer Verstärkung steigt die Störung über der Strecke überproportional an. Allerdings kann für quasi-lineare Übertragung, also bei Datenraten ab 40 Gbit/s und hinreichend hoher Dispersion, näherungsweise eine zur Anzahl der Segmente proportionale Größe der Signalstörung angenommen werden [114, 115]. Die Ergebnisse sind dann ausgehend von dem gewählten System für eine andere Zahl von Segmenten skalierbar.

3.2.1 Länge des Bitwortes

Wesentlich für die Aussagekraft von numerischen Simulationsergebnissen ist die Anzahl der simulierten Bits. Durch die Kombination von Dispersion und großer Bandbreite von hochbitratigen Signalen verbreitern sich die Pulse. Es kommt zur Überlappung von unter Umständen mehreren hundert Pulsen und demzufolge zu einer bitmusterabhängigen Störung durch Intra-Channel Effekte, so dass ein entsprechend langes Bitwort simuliert werden muss, um möglichst viele Bitmuster und demzufolge viele mögliche Störungen zu erfassen. Nach oben hin wird die Zahl der zu simulierenden Bits durch die zur Verfügung stehende Rechnerkapazität begrenzt, nach unten hin durch eine maximal akzeptable Abweichung der Ergebnisse von unterschiedlichen Bitworten. Eine zu geringe Anzahl von Bits führt im besten Fall zu einer quantitativen Unterschätzung der Übertragungseffekte, während die Ergebnisse qualitativ aussagekräftig sind. Im schlimmsten Fall allerdings verlieren die Ergebnisse gänzlich ihre Aussagekraft.

Eine wichtige Rolle spielt die Art der Generierung des simulierten Bitwortes. Grundsätzlich ist das Auftreten von Null-Bits und Eins-Bits gleich wahrscheinlich. Die als Zufallsfolge bezeichnete bitweise Generierung eines Bitwortes durch einen Zufallsgenerator, also die Generierung einer Eins oder Null entsprechend einer 50-prozentigen Wahrscheinlichkeit bei jedem einzelnen Bit ohne Berücksichtigung der gesamten Folge, erfasst nicht unbedingt alle wichtigen Bitmuster. Das Ergebnis einer Simulation ist daher stark vom generierten Bitwort abhängig. Um möglichst viele Bitmuster einzubeziehen, wird eine Pseudo-Random Bit Sequence (PRBS) als Bitwort generiert. Ein PRBS-Wort wird aus Sequenzen mit sämtliche Kombinationen von N aufeinanderfolgenden Bits generiert [85]. Diese haben die Länge $2^N - 1$, wobei N als Ordnung des PRBS-Wortes bezeichnet wird. Hinzu kommt eine zusätzliche Null, da mit dem verwendeten Simulationsprogramm nur eine Bitanzahl, die einer Potenz von zwei entspricht, simuliert werden kann. Mit einem PRBS-Algorithmus generierte Bitworte der gleichen Ordnung unterscheiden sich lediglich in der Platzierung dieser Null [85]. Da alle Bitworte der gleichen Ordnung die gleichen elementaren Bitmuster enthalten und sich nur in der Position eines Bits unterscheiden, sind die Ergebnisse kaum vom generierten Bitwort abhängig.

Das weiße gaußsche Rauschen, das über die Rauschleistungsdichte im Frequenzbereich beschrieben wird, muss im Zeitbereich als Zufallsvariable dem Signal hinzuaddiert werden. Die Generierung eines reellen und eines komplexen elektrischen Feldanteils, dessen Leistung der Rauschleistung entspricht, erfolgt mit Hilfe eines Zufallsgenerators für jeden Abtastwert und wird dem komplexen elektrischen Feld des Signals überlagert [85]. Damit ergeben sich theoretisch unendlich viele Möglichkeiten des exakten zeitlichen Verlaufs einer begrenzten Pulsfolge. Bei der Berechnung des Q -Faktors kommt es zu einer Mittelung der Amplitudenverläufe, die umso mehr greift, je mehr Bits simuliert werden. Dagegen ist die EOP mit der Augenöffnung vom exakten Verlauf der Pulse und damit von der jeweiligen Generierung des Rau-

schens abhängig. Abhilfe schafft ein mehrfaches Simulieren derselben Bitfolge mit unterschiedlichem zufällig generierten Rauschen, doch dieses Vorgehen erfordert einen erheblichen zusätzlichen Zeit- und Rechenaufwand. Je länger die Bitfolge ist, umso wahrscheinlicher ist ein durch Rauschen bedingter Ausreißer einer Linie im Augendiagramm. Bei einem unendlich langen Bitwort wird dementsprechend ein geschlossenes Auge vorliegen. Bei den hier verwendeten Bitwortlängen kann letzteres jedoch nicht beobachtet werden. Der Vergleich von Simulationsergebnissen aus verschiedenen Quellen weist auf einen weiteren Aspekt hin: Während die deterministischen Effekte (Dämpfung, Dispersion und Kerr-Effekt) eindeutig durch die Nichtlineare Schrödinger-Gleichung beschrieben werden, ergibt sich für stochastische Prozesse, wie das Rauschen, eine Abhängigkeit von der Art der Rauschgenerierung und damit von der verwendeten Software.

Die Abhängigkeit der EOP und des Q -Faktors entsprechend EOP_{rel} und Q_{rel} , die jeweils in einem Zeitfenster mit einer relativen Breite von 20 % ausgewertet werden, von der Bitwortlänge und der Art der Generierung ist für das 160 Gbit/s System aus Abbildung 3.4 ohne sowie mit Einbeziehung des Rauschens in Abbildung 3.5 dargestellt, um die obigen Überlegungen zu veranschaulichen. (Zur besseren Vergleichbarkeit wird die Länge der Zufallsfolge 2^N analog zur PRBS-Folge durch eine äquivalente Ordnung N angegeben, obwohl die Zufallsfolge nicht aus Sequenzen der Länge N zusammengesetzt wird.) Die EOP steigt mit zunehmender Länge des Bitwortes, da mehr Bitmuster einbezogen werden und zusätzliche Störungen hinzukommen. Die starke Abhängigkeit der Simulationsergebnisse vom jeweiligen Bitwort bei Verwendung einer Zufallsfolge zeigt die bis zu 0,7 dB voneinander abweichende EOP für verschiedene Bitwörter. Durch die Abdeckung aller Bitmuster N -ter Ordnung sind die Abweichungen bei Verwendung der PRBS, ebenfalls ohne Rauschen, deutlich geringer. Numerisch bedingte Abweichungen liegen bei ungefähr 0,1 dB. Eine Konvergenz der EOP zu 1,6 dB zu hohen Bitwort-Längen hin kann nur geschätzt werden. Die Simulation von 4096 Bits ($N = 12$) stößt allerdings schon an die Grenzen der Rechenkapazität der verfügbaren Personalcomputer, weshalb die Anzahl der Bits nicht weiter erhöht wird. Bei Einbeziehung des Rauschens wurde dieses für jedes Bitwort mit Hilfe von jeweils unterschiedlichen Folgen von Zufallszahlen im Zeitbereich generiert. Die Unterschiede der EOP von 0,3 dB bis 0,6 dB für Bitwörter derselben PRBS-Ordnung veranschaulichen die Abhängigkeit der Augenöffnung von der exakten Position der Linien des Augendiagramms. Bei gleicher Bitwortlänge ist die Störung durch Rauschen durch die EOP schwieriger zu erfassen als mit dem Q -Faktor. Im untersuchten Bereich ist keine Konvergenz erkennbar. Die EOP liegt inklusive Rauschen im Mittel höher als exklusive Rauschen. Dies ist physikalisch sinnvoll, da das Rauschen eine zusätzliche Störung darstellt. Die Konvergenz des Q -Faktors zu größeren Bitwortlängen hin ist wegen der damit verbundenen Mittelwertbildung allgemein besser als die der EOP. Der Vergleich der Ergebnisse für Zufallsfolgen und PRBS-Wörter zeigt auch hier, dass letztere repräsentativer für mögliche Störungen sind. Da der Q -Faktor per Definition für Rauschprozesse ausgelegt ist, ist dessen Abhängigkeit vom PRBS-Bitwort

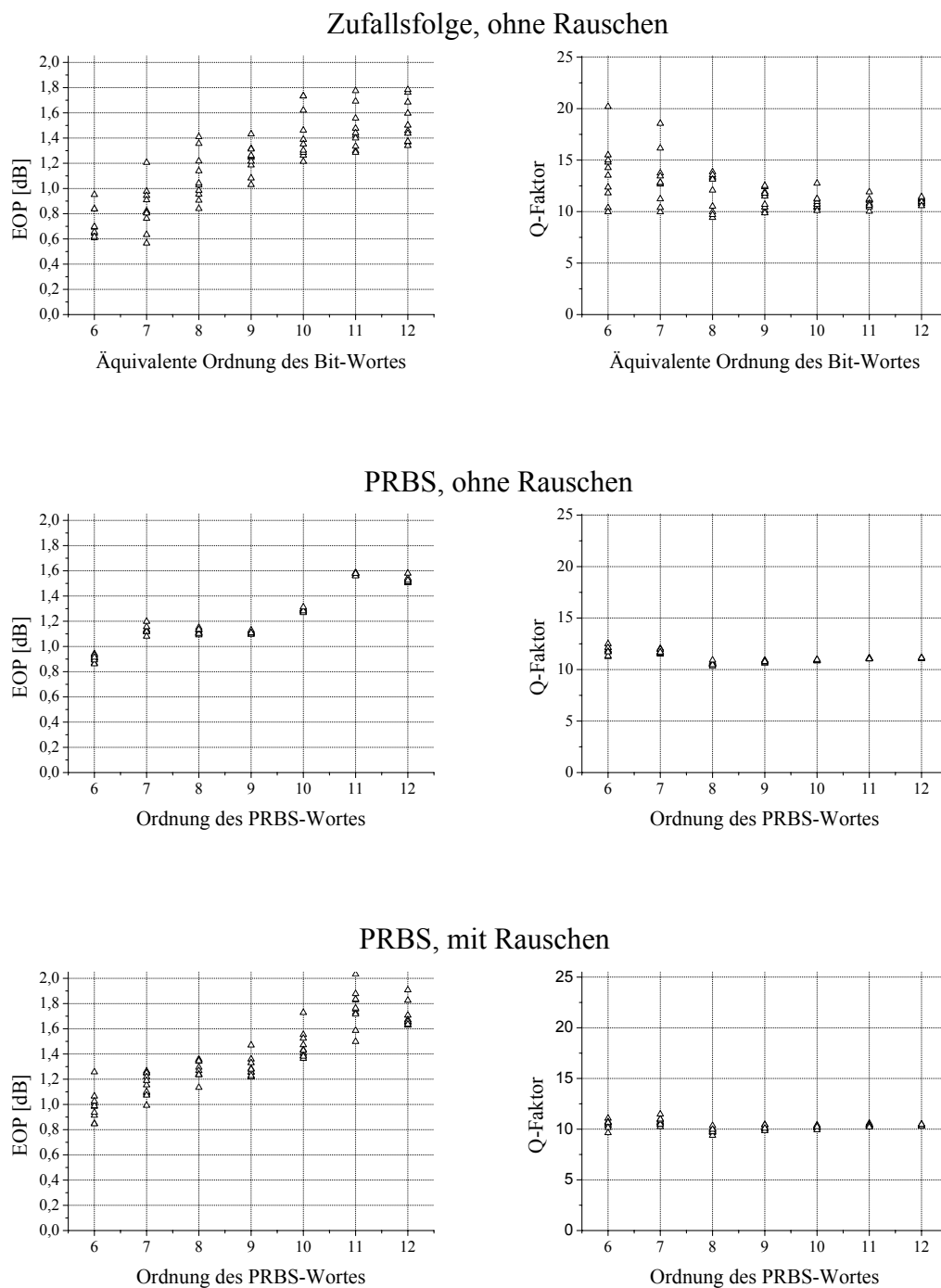


Abbildung 3.5: EOP und linearer Q -Faktor in Abhängigkeit von der Länge eines Bitwortes bei einer SSMF-Eingangsleistung von 9 dBm für jeweils 10 verschiedene Bitwörter

mit dem jeweiligen im Zeitbereich addierten Rauschen verschwindend gering. Die Signalstörungen durch Rauschen und Nichtlinearitäten werden gleich behandelt. Der Q -Faktor exklusive Rauschen liefert bei langen Bitfolgen ungefähr denselben Wert wie bei kurzen Bitfolgen. Vom physikalischen Standpunkt aus ist demnach die EOP vorzuziehen.

Die Übertragungsqualität, und dementsprechend die Größe der EOP und ihre Varianz in Abhängigkeit vom Bitwort, ist von sehr vielen Systemparametern abhängig; zum Beispiel variiert die Anfälligkeit für Intra-Channel Effects je nach Aufbau der Übertragungsstrecke. In jedem Fall ist die Simulation eines PRBS-Wort der einer Zufallsfolge vorzuziehen. Die Länge des Bitwortes muss mit Hilfe von Testläufen entsprechend des zu untersuchenden Systems, aber auch der vorhandenen Ressourcen an Rechenzeit dimensioniert werden. Die hier vorgestellten älteren Untersuchungen basieren zum Teil noch auf einem PRBS-Bitwort aus 128 Bits ($N = 7$). Dabei handelt es sich um ein festes Bitwort, das aufgrund seiner Zusammensetzung repräsentativ für die zu untersuchenden Effekte ist. Bei Verwendung desselben Bitwortes innerhalb einer Serie von Simulationen sind die Größen der jeweiligen Auswertekriterien zumindest relativ zueinander aussagekräftig. Die stetig steigende Leistungsfähigkeit der Personal Computer ermöglichte im Laufe der Zeit die Simulation größerer Bitwortlängen. In den neueren Untersuchungen wird meist ein PRBS-Wort mit 2048 Bits ($N = 11$) zugrunde gelegt, um möglichst viele Effekte abzudecken. Die Reihenfolge der Darstellung der Untersuchungen in den folgenden Kapiteln entspricht nicht unbedingt der Reihenfolge der Durchführung, daher können sich unterschiedliche Bitwort-Längen und unterschiedliche Berechnung der Auswertekriterien abwechseln.

3.2.2 Exemplarischer Vergleich von Bewertungskriterien

Das in Abbildung 3.4 gezeigte Übertragungssystem dient als Grundlage des folgenden exemplarischen Vergleichs von Bewertungskriterien. Dazu wird die ausgehend von der Linie der maximalen Augenöffnung ermittelte EOP (EOP_{opt}), die in einem Fenster von 20 % Breite ermittelte EOP (EOP_{rel}), der ausgehend von der Linie der maximalen Augenöffnung ermittelte Q -Faktor (Q_{opt}), der in einem Fenster von 20 % Breite ermittelte Q -Faktor (Q_{rel}) und der rückwirkend aus der gaußbasierten Schätzung der BER entsprechend Gleichung 3.5 berechnete Q -Faktor (Q_{eff}) herangezogen. Abbildung 3.6 zeigt die verschiedenen Bewertungskriterien über der in die Standardfaser eingespeisten mittleren Eingangsleistung P_m . Die mittlere Eingangsleistung in die DCF beträgt unverändert 0 dBm. Es wird ein PRBS-Wort mit 2048 Bits simuliert.

Bei kleinen Signalleistungen sind Störungen des Signals durch Rauschen in Zusammenhang mit einem kleinen OSNR dominant, bei großen Signalleistungen überwiegen Störungen durch den Kerr-Effekt. Dazwischen liegt eine optimale Leistung, bei der eine maximale Übertragungsqualität erreicht wird. Die jeweiligen Extrema der Kurven liegen alle bei derselben Eingangsleistung von circa 4 dBm. Des wei-

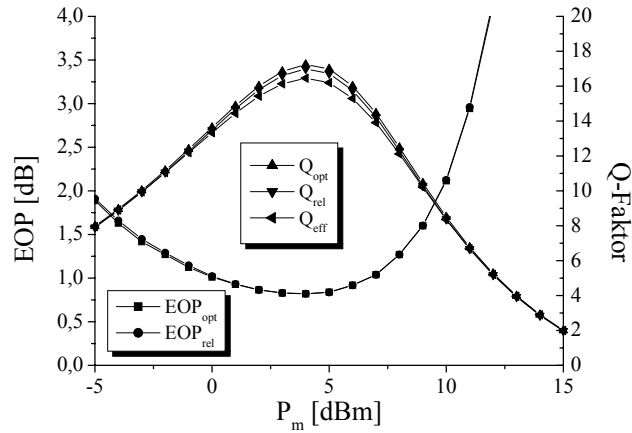


Abbildung 3.6: Vergleich von Bewertungskriterien anhand des exemplarischen Übertragungssystems aus Abbildung 3.4: Abhängigkeit der Übertragungsqualität von der SSMF-Eingangsleistung

teren weisen alle Kurven im Bereich hoher Leistung einen steileren Verlauf als im Bereich kleiner Leistung auf. Die Verläufe von EOP_{opt} und EOP_{rel} sind fast identisch. Die Kurven von Q_{opt} , Q_{rel} und Q_{eff} unterscheiden sich lediglich im Bereich des Maximums. Der Faktor Q_{eff} aus der BER-Schätzung gemäß einer Gaußverteilung der Amplituden ist niedriger als der optimal bestimmte Faktor Q_{opt} , der zwar auch eine Gaußverteilung voraussetzt, doch die Mittelwerte und Varianzen direkt aus dem Augendiagramm zu Grunde legt. Die BER-Schätzung kann so zu einer in diesem Fall geringen Überschätzung der nichtlinearen Effekte führen.

In dem Beispiel aus Abbildung 3.6 entspricht eine EOP von 1 dB einem Q -Faktor von etwa 13 bis 15, und einem Q -Faktor von 6 entspricht eine EOP um 4 dB herum. Die klassischen Grenzwerte zur Abschätzung der Realisierbarkeit einer Übertragung von 1 dB für die EOP und 6 für einen Q -Faktor sind nicht äquivalent. Die in Abbildung 3.7 dargestellten Augendiagramme zeigen die Augendiagramme für eine EOP von 1 dB bei 0 dBm (1 mW) und 7 dBm (5 mW) sowie für die minimale EOP von 0,8 dB bei 4 dBm (2,5 mW). Die Skalierung der optischen beziehungsweise der elektrischen Augendiagramme ist relativ zur mittleren Eingangsleistung jeweils dieselbe. Die optischen Augendiagramme sind sehr stark verrauscht. Bei kleiner Eingangsleistung ist keine Augenöffnung mehr erkennbar. Die Reduktion der Rauschleistung und RZ-NRZ-Wandlung durch Filterung erlaubt eine deutlich bessere Detektierbarkeit. Die Augendiagramme im elektrischen Bereich sind weit geöffnet, so dass die Bitfehler rate bei Detektion mit idealer Entscheiderschwelle gegen Null tendieren sollte. Eine um 0,2 dB größere EOP entspricht einer um circa 5 % kleineren Augenöffnung bei gleichem Referenz-Augendiagramm, was bei den hier gezeigten Augendiagrammen keinen wesentlichen Unterschied ausmacht. Die EOP allein liefert keinen Aufschluss

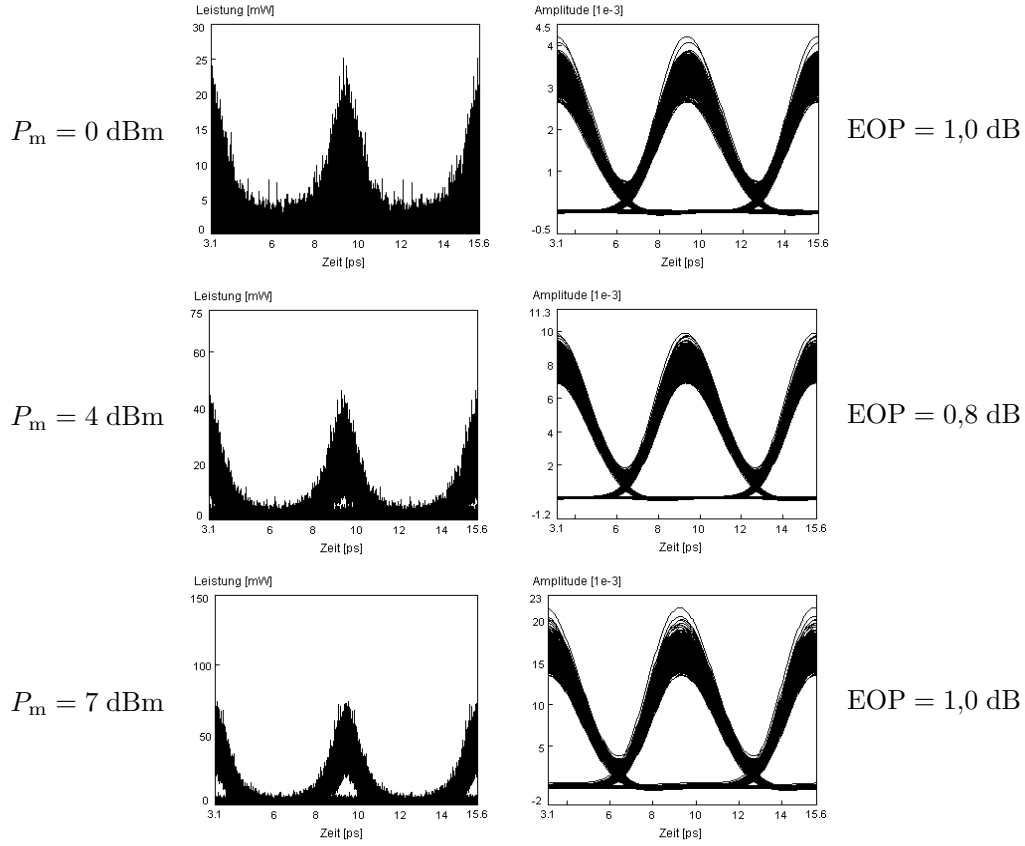


Abbildung 3.7: Augendiagramme vor dem optischen Filter (links) und nach dem elektrischen Filter (rechts) am Empfänger für verschiedene SSMF-Eingangsleistungen

über die Art der Signalstörungen. Selbst aus den elektrischen Augendiagrammen bei 0 dBm und 7 dBm, die beide dieselbe EOP aufweisen, lässt sich im vorliegenden Fall nicht zurückschließen, welche Effekte maßgeblich für die Signalstörung sind. Erst der Vergleich der optischen Augendiagramme in Verbindung mit den elektrischen weist auf eine Dominanz des Rauschens bei 0 dBm und die der IFWM bei 7 dBm bei der Entstehung der Amplitudenschwankungen der "Eins"-Bits hin. Dieses Beispiel zeigt, dass für eine Analyse der Störursachen verschiedene Augendiagramme herangezogen werden müssen.

Zusätzlich zu den in Abbildung 3.6 gezeigten Bewertungskriterien ist die Approximation der BER durch Extrapolation der Flanken des BER-Verlaufes in Abhängigkeit von der Entscheidungsschwelle und dem daraus berechneten Q -Faktor zum Vergleich von Interesse. Bei weit geöffneten Augen wie in Abbildung 3.6 liefert dieses Verfahren eine BER von Null und dementsprechend einen unendlichen Q -Faktor. In Abbildung 3.8 sind bewusst Beispiele mit hoher Signaldegradation dargestellt, deren BER groß genug ist, um sie durch eine Extrapolation bestimmen zu können. Die

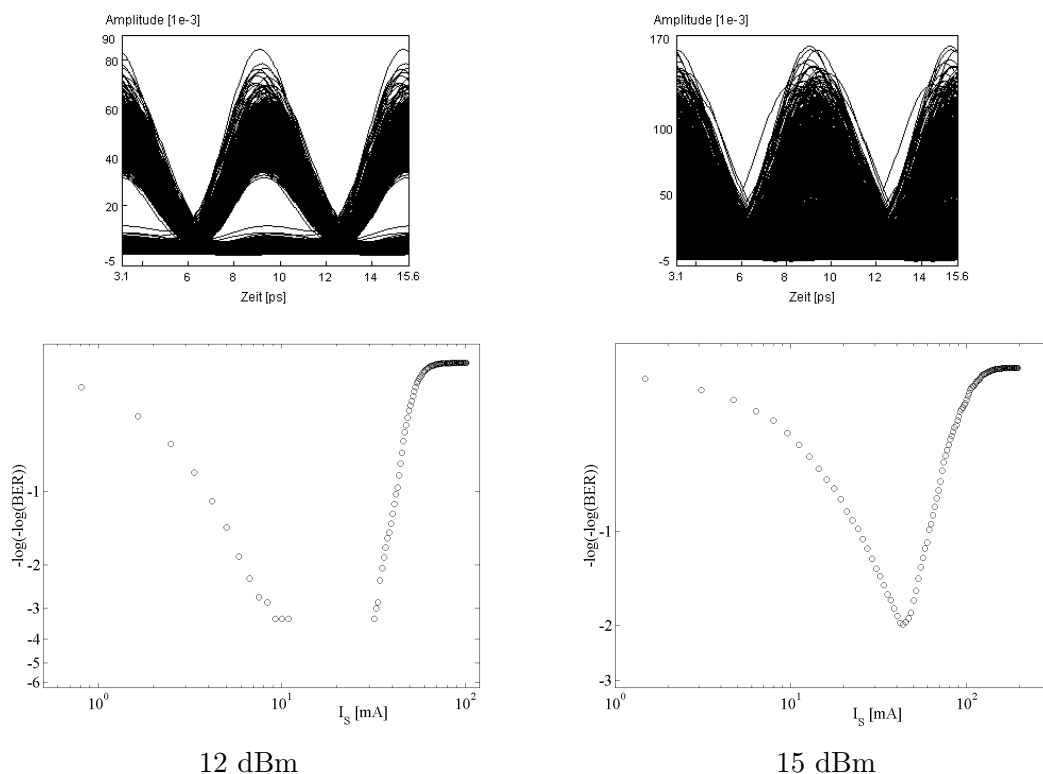


Abbildung 3.8: Bestimmung der BER durch Extrapolation für eine mittlere SSMF-Eingangsleistung von 12 dBm und 15 dBm mit den dazugehörigen Augendiagrammen

Flanken sind wegen der hohen BER relativ flach, und der Fehler bei der Bestimmung des Schnittpunktes aufgrund der doppelt-logarithmischen Darstellung der BER ist in diesem Bereich kleiner als bei niedriger BER. Die minimal bestimmbare BER ist der Kehrwert der Bitanzahl, hier $BER = (2048)^{-1} \approx 5 \cdot 10^{-4}$. Wenn nur ein Fehler detektiert wird, dann ist der relative Fehler bei der Berechnung der BER dementsprechend sehr groß, und der Wert der BER liegt nicht unbedingt auf der Flanke.

Die Übertragung wird aufgrund der hohen Leistung hauptsächlich durch den Kerr-Effekt beeinträchtigt, so dass sich ein Vergleich des derart gewonnenen Q -Faktors mit dem auf einer Gaußverteilung basierenden anbietet. Das Augendiagramm bei 12 dBm zeigt starke Störungen durch Amplituden-Jitter und Geisterpulse. Der entsprechende Verlauf der BER über der Entscheidungsschwelle lässt bei kleinen Werten der Entscheidungsschwelle keine lineare Flanke erkennen, was eine Extrapolation unmöglich macht. Eine bessere Auflösung und damit eine Verlängerung der Flanke ist durch die Simulation eines deutlich längeren Bitwortes möglich, was allerdings die zur Verfügung stehende Rechenleistung nicht hergibt. Abhilfe schaffen mehrfache Simulationsdurchläufe mit jeweils unterschiedlichen Bitwörtern und unterschiedlichen Folgen von Zufallszahlen bei der Generierung des Rauschens und anschließender Mit-

telung der BER. Mit beispielsweise 1000 Durchläufen ist eine minimale BER von ungefähr $5 \cdot 10^{-7}$ zu erreichen. Im Bereich kleiner Leistungen, in dem abgesehen vom Rauschen ein näherungsweise lineares Übertragungsverhalten vorliegt, ist dies unproblematisch. Doch im Bereich hoher Leistung, in dem die maßgeblich die Rechenzeit bestimmenden nichtlinearen Effekte dominieren, erfordert dies einen nicht praktikablen, hohen Zeitaufwand.

Eine weitere Alternative stellt die Trennung von deterministischen Effekten und stochastischen Effekten bei der Simulation dar, indem die Berechnung des Übertragungsverhaltens unter Einbeziehung von Dämpfung, Dispersion und Kerr-Effekt für nur ein Bitwort durchgeführt wird und die Addition des Rauschens erst am Empfänger erfolgt. Während die zeitaufwendige Übertragung über die Strecke nur einmal zu simulieren ist, wird die Signalverarbeitung im Empfänger mehrfach mit jeweils unterschiedlicher Rauschgenerierung simuliert und die BER gemittelt. Dies setzt voraus, dass es auf der Strecke nur zu einer vernachlässigbaren Interaktion von Rauschen und Nichtlinearität kommt. Sofern entweder der eine oder der andere Effekt dominiert, ist diese Annahme gerechtfertigt. Im Bereich der Leistung, die zu einer minimalen Signalstörung führt, ist diese Trennung problematisch, und eine Überprüfung der Annahme ist aufgrund des damit verbundenen hohen Rechenaufwandes nur schwer durchführbar. Dieser Punkt wird hier nicht weiter verfolgt, da die eben beschriebene Methode den Nachteil hat, dass Rauschen zwingend mit einbezogen werden muss. Das schließt jedoch einen Vorteil der Simulation aus, nämlich die Analyse der Systemdegradation durch Trennung der einzelnen Effekte. Gerade dies ist zur Untersuchung der Interaktion von Dispersion und Nichtlinearität, die den Schwerpunkt der vorliegenden Arbeit ausmacht, nützlich. Beim Großteil der folgenden Simulationen wird Rauschen außen vor gelassen. Das Verfahren der Extrapolation der Flanken der Funktion $BER(I_S)$ ist dafür nicht praktikabel und wurde nicht weiter verfolgt.

Bei einer mittleren Eingangsleistung von 15 dBm zeigt das Augendiagramm in Abbildung 3.8 ein geschlossenes Auge. Aufgrund der extremen Signalstörungen ist die minimale BER derart hoch, dass sie aus dem Verlauf der BER über der Entscheidungsschwelle abgelesen werden kann und erst gar keine Extrapolation der Flanken nötig ist. Der minimalen BER von 10^{-2} entspricht ein Q -Faktor von ungefähr 2, was im vorliegenden Beispiel mit den in Abbildung 3.6 aufgetragenen Werten für den Q -Faktor bei 15 dBm übereinstimmt. Leistungen, die zu einer solch extremen Signaldegradation führen, sind allerdings nicht weiter von Interesse.

Aus der Diskussion der Bewertungskriterien folgt, dass die vorgestellten Kriterien eine qualitative, allerdings keine quantitative Aussage über die Realisierbarkeit einer Übertragung liefern können. Die Ergebnisse ziehen ihre Aussagekraft aus dem Vergleich von Systemen, die unter den gleichen Voraussetzungen mit dem gleichen Bewertungskriterium analysiert werden und lassen so qualitative Aussagen zu. Zudem werden häufig Augendiagramme hinzugezogen, um die ausschlaggebenden Effekte für die Signalstörung zu ermitteln. In dieser Arbeit wird wegen der Problematik der Gauß-Schätzung die Bestimmung der EOP gegenüber der des Q -Faktors bevor-

zugt. Ein weiteres Argument für die EOP ist ihre Quantifizierung der Störungen auf der Übertragungsstrecke, worauf der Schwerpunkt der Arbeit liegt, zumal bei den hier überwiegenden Untersuchungen von Einkanalssystemen ein ungestörtes Sendesignal als Referenz vorliegt. Bei bereits am Sender gestörten Signalen kann es aus Ermangelung eines geeigneten Referenzsignals dagegen sinnvoll sein, auf den das Gesamtsystem bewertenden Q -Faktor zurückzugreifen.

4 Optimale Faserdispersion

In den letzten fünf Jahren hat die Zahl der Experimente mit 160 Gbit/s pro Kanal immer weiter zugenommen. Im wesentlichen wurden zwei Fasertypen zur Übertragung verwendet, zum einen Standard-Einmodenfaser (SSMF) mit einer Dispersion von 16 bis 17 ps/(nm km) [26, 22, 27, 28] und zum anderen die sogenannten Nonzero Dispersion-Shifted Fiber (NZDSF) mit niedrigen Dispersionswerten, die zum Beispiel bei 8 ps/(nm km) [29, 30] oder 4,5 ps/(nm km) [31, 32] liegen. Im vorliegenden Kapitel wird die Frage nach der optimalen chromatischen Dispersion der Übertragungsfaser systematisch durch numerische Simulationen untersucht, um Empfehlungen hinsichtlich des für die Übertragung am besten geeigneten Fasertyps geben zu können [116, 38, 117, 118].

4.1 TDM-Systeme

Der Aufbau des untersuchten Systems für die Einkanalübertragung ist in Abbildung 4.1 dargestellt. Am Sender wird ein PRBS-Bitwort einer Länge von 128 Bit, das möglichst viele für die nichtlinearen Störungen relevante Bitmuster abdeckt, eingelesen. Die verglichen mit späteren Simulationen niedrigere Anzahl an Bits ist in den begrenzten Rechenressourcen zu Beginn der Arbeit begründet. Die Aussagekraft der numerischen Ergebnisse wurde später durch [119] mit Simulationen von bis zu 4096 Bit bestätigt, lediglich die Signalstörungen durch IFWM werden, wie im vorangegangenen Kapitel diskutiert, durch die relativ niedrige Anzahl an Bits hier leicht unterschätzt. Die entsprechend generierte Folge von NRZ- beziehungsweise RZ-Rechteckpulsen wird mit einem elektrischen Bessel-Tiefpassfilter 20. Ordnung mit einer der Bitrate äquivalenten Bandbreite gefiltert und dient als Modulationssignal für das Laserlicht in einem idealen Mach-Zehnder-Modulator. Die unrealistisch hohe Ordnung der verwendeten Bessel-Filter ist in einer Annäherung eines Rechteckfilters zur Pulsformung begründet. Im Falle von RZ-Pulsen ergibt sich damit ein Tastverhältnis von 0,3 für die optischen Pulse. Dies entspricht einer Pulsbreite von 7,5 ps bei 40 Gbit/s und von 1,9 ps bei 160 Gbit/s.

Die Übertragungsstrecke besteht aus vier Segmenten mit jeweils 80 km SMF mit variabler Dispersion, einer DCF variabler Länge zur Dispersionskompensation und einem EDFA. Die Faserparameter sind in Tabelle 4.1 aufgelistet. Das System beinhaltet die bei sequentieller Dispersionskompensation vorteilhafte vollständige Nachkompensation sowohl der Dispersion als auch der Dispersionssteigung durch die DCF (vergleiche folgendes Kapitel). Während die Länge, die Dämpfung, die Dispersions-

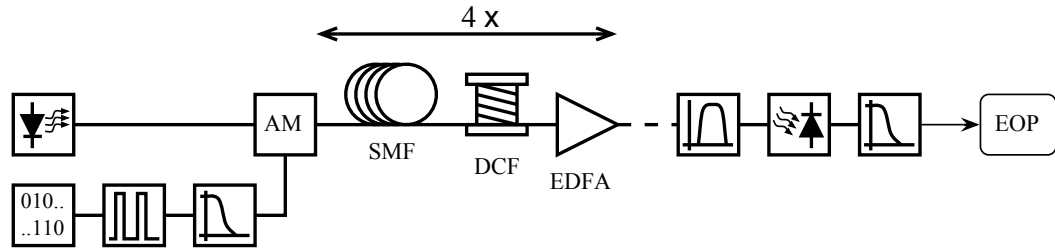


Abbildung 4.1: Aufbau des Einkanal-Systems zur Untersuchung der optimalen chromatischen Faserdispersion

	SMF	DCF
L [km]	80	variabel
α [dB/km]	0,22	0,5
D [ps/(nm km)]	variabel	-90
S [ps/(nm ² km)]	0,08	variabel
γ [1/(W km)]	1,317	3,93

Tabelle 4.1: Faserdaten für das Einkanal-System

steigung und der Nichtlinearitätskoeffizient der SMF sowie die Dämpfung, die Dispersion und der Nichtlinearitätskoeffizient der DCF konstant sind, werden die Länge und die Dispersionssteigung der DCF entsprechend dimensioniert. Die Anpassung der DCF-Länge ist das gängige Verfahren zur Dispersionskompensation, die der Dispersionssteigung eine simulationsbedingte Vereinfachung. Der EDFA kompensiert die Verluste durch die beiden Fasern in jedem Segment.

Da sich bei dem vorgestellten Aufbau die Länge der DCF und demnach auch deren Gesamtdämpfung proportional zur Dispersion der Übertragungsfaser ändert, würden die Ergebnisse durch das zur Verstärkung proportionale Rauschen der EDFA bei dessen Berücksichtigung stark beeinflusst. Eine Optimierung der Leistungsverteilung auf der Übertragungsstrecke hinsichtlich des Rauschverhaltens für jeden Dispersionswert oder eine anderweitige Anpassung der Parameter der DCF würde den Parameterraum erheblich erweitern und wäre somit mit einem Verlust an Überschaubarkeit verbunden. Da der Schwerpunkt der Untersuchungen auf der Interaktion von chromatischer Dispersion und Kerr-Effekt liegt, wird demzufolge kein Rauschen in den Simulationen berücksichtigt. Der Zwischenverstärker wird dementsprechend weggelassen, und aufgrund der durch die SMF erheblich gedämpften DCF-Eingangsleistung in die DCF wird diese im linearen Bereich betrieben.

Im Empfänger wird das Signal optisch mit einem Bessel-Filter 20. Ordnung mit einer Bandbreite entsprechend der vierfachen Bitrate gefiltert, mit einer idealen Photodiode gewandelt und anschließend elektrisch mit einem Bessel-Filter 20. Ordnung mit einer Bandbreite entsprechend der 0,7-fachen Bitrate gefiltert. Als Auswertekri-

terium wird die optimale EOP entsprechend EOP_{opt} herangezogen.

Um allgemeine Aussagen treffen zu können, ist eine Normierung der Simulationsergebnisse hilfreich. Mit den Vereinfachungen $A(z, T) = \sqrt{P_0} \exp(\alpha z/2) U(z, T)$, $T = T/T_0$ und $\beta_3 = 0$ lautet die Nichtlineare Schrödinger-Gleichung aus Gleichung 2.39

$$\frac{\partial U(z, T)}{\partial z} = j \frac{\text{sgn}(\beta_2)}{2L_D} \frac{\partial^2 U(z, T)}{\partial T^2} - j \frac{\exp(-\alpha z)}{L_{\text{NL}}} |U(z, T)|^2 U(z, T) \quad (4.1)$$

Die charakteristischen Größen

$$L_D = \frac{T_0^2}{|\beta_2|} \quad \text{und} \quad (4.2)$$

$$L_{\text{NL}} = \frac{1}{\gamma P_0} \quad (4.3)$$

bezeichnen die Dispersionslänge L_D und die Nichtlinearitätslänge L_{NL} . Je nachdem, ob die Dispersionslänge oder die Nichtlinearitätslänge deutlich größer ist, überwiegt die Störung beziehungsweise die Begrenzung des Systems durch Dispersion oder Nichtlinearität auf der Strecke [53]. Bei einem festen Tastverhältnis ist die Pulsbreite umgekehrt proportional zur Bitrate. Zudem sind die Beträge der Dispersionsparameter zweiter Ordnung proportional zueinander ($|\beta_2| \sim |D|$ nach Gleichung 2.11). Im Bereich anomaler Dispersion resultiert daraus

$$\frac{1}{L_D} = \frac{|\beta_2|}{T_0^2} \sim DB^2 \quad (4.4)$$

Die Normierung mit dem Dispersions-Bitratenquadrat-Produkt DB^2 erlaubt eine systematische Darstellung der Ergebnisse für beliebige Kanaldatenraten.

Die Abbildungen 4.2 und 4.3 zeigen die EOP für NRZ- und RZ-Übertragung für jeweils 40 Gbit/s und 160 Gbit/s in Abhängigkeit von DB^2 für verschiedene mittlere Eingangsleistungen in die SMF. Die Kurven für 40 Gbit/s und 160 Gbit/s sind nahezu identisch und bestätigen die Normierung durch DB^2 . Die vernachlässigbaren Abweichungen sind numerisch bedingt. Die Ergebnisse für NRZ-Übertragung legen auf Anhieb den Einsatz einer Nulldispersionsfaser nahe. Da die EOP in diesem Bereich allerdings stark von der durch die Filterung bedingte Pulsform abhängt, ist eine derartige Schlussfolgerung bedenklich. Zudem ermöglicht die Übertragung über eine Faser mit sehr kleiner Dispersion eine starke Störung durch nichtlineare Mehrkanaleffekte, so dass diese in Hinblick auf eine spätere WDM-Erweiterung nicht von Interesse ist. Im Fall von RZ-Modulation führt starke spektrale Verbreiterung durch hohe Pulsspitzenleistungen in Kombination mit Filterung zu einem relativ hohen Leistungsverlust und dementsprechend zu einer hohen EOP bei einer solchen Faser. Die Augendiagramme in Abbildung 4.4 für eine Dispersion von 0,04 ps/(nm km) im Vergleich zu back-to-back bei 160 Gbit/s NRZ- und RZ-Übertragung veranschaulichen die Auswirkungen auf das Signal.

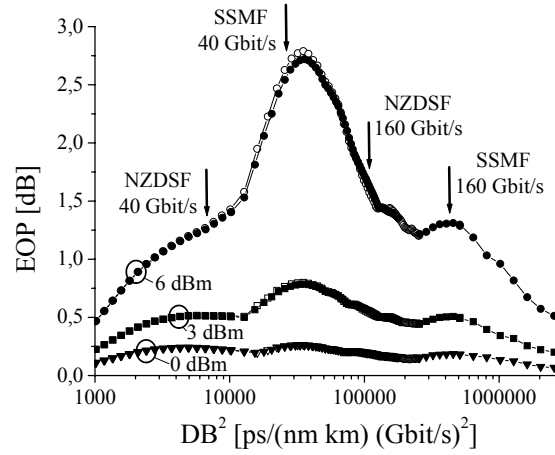


Abbildung 4.2: EOP in Abhängigkeit von der Dispersion und der Bitrate für verschiedene mittlere Eingangsleistungen in die SMF bei NRZ-Übertragung (SSMF mit 16 ps/(nm km) und NZDSF mit 2,3 ps/(nm km))

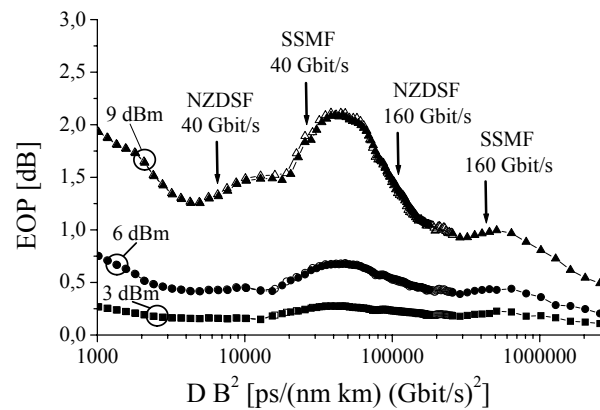


Abbildung 4.3: EOP in Abhängigkeit von der Dispersion und der Bitrate für verschiedene mittlere Eingangsleistungen in die SMF bei RZ-Übertragung ($\tau = 0,3$; SSMF mit 16 ps/(nm km) und NZDSF mit 2,3 ps/(nm km))

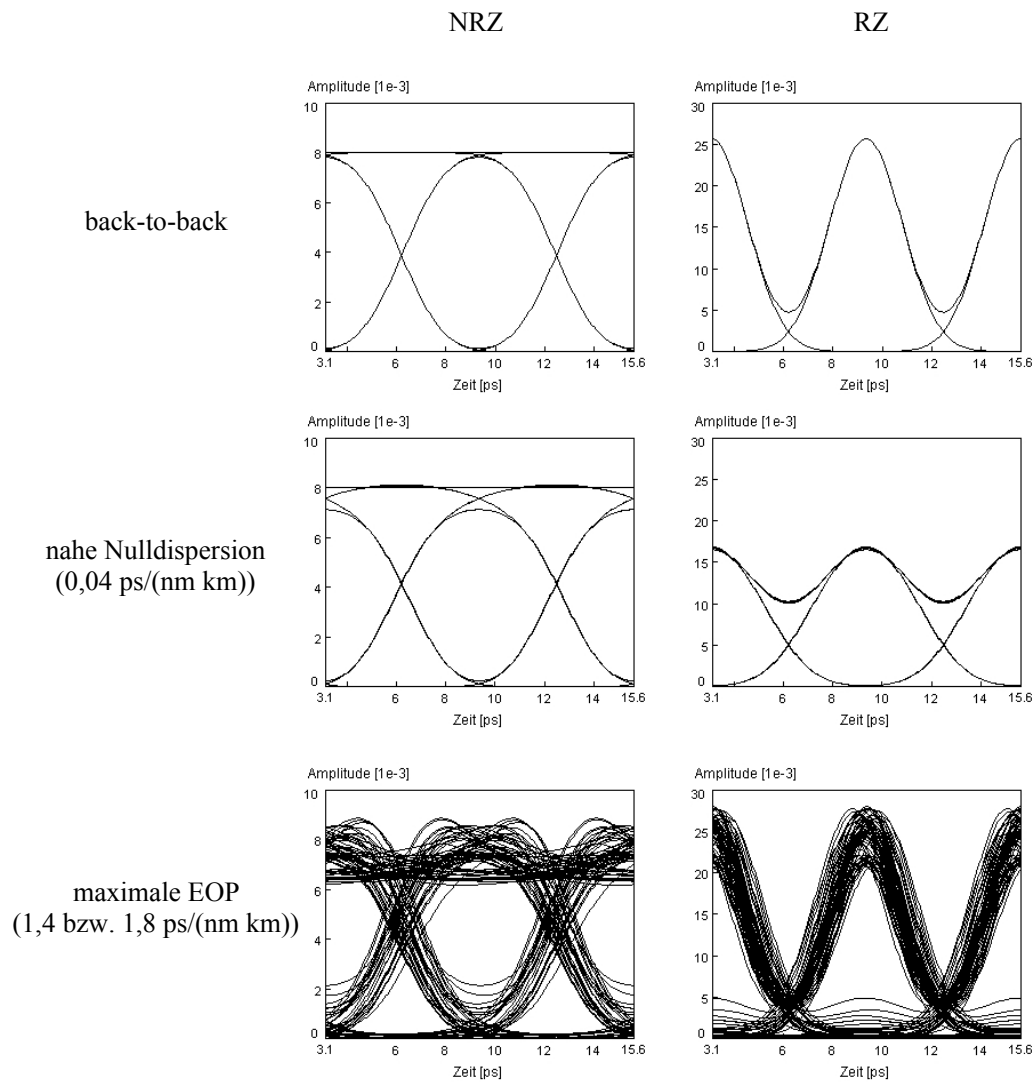


Abbildung 4.4: Augendiagramme für 160 Gbit/s NRZ- und RZ-Übertragung back-to-back und für verschiedene Dispersionswerte

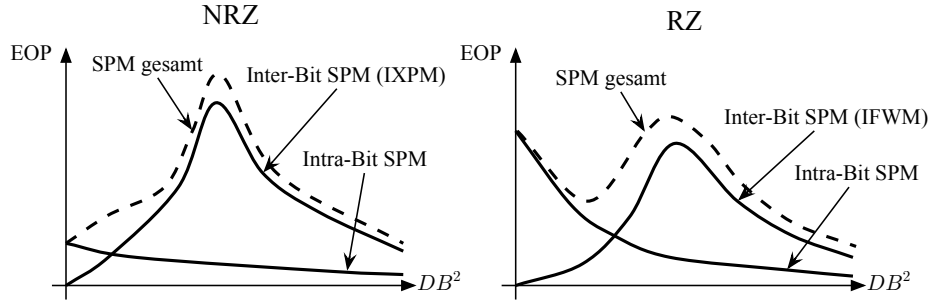


Abbildung 4.5: Anschauliche Skizze der Auswirkung von SPM auf die Übertragung in Abhängigkeit von DB^2

Der weite DB^2 -Bereich hoher EOP ist den Intra-Channel Effects zuzuschreiben. Die beispielhaften Augendiagramme bei maximaler EOP ($36\,000\text{ ps}/(\text{nm km})(\text{Gbit/s})^2$ für NRZ und $46\,000\text{ ps}/(\text{nm km})(\text{Gbit/s})^2$ für RZ) in Abbildung 4.4 für eine Dispersion von $1,4\text{ ps}/(\text{nm km})$ bei 160 Gbit/s NRZ- und von $1,8\text{ ps}/(\text{nm km})$ bei 160 Gbit/s RZ-Übertragung zeigen zeitlichen Jitter aufgrund von IXPM und Geisterpulse aufgrund von IFWM. Bei NRZ-Übertragung ist IXPM und bei RZ-Übertragung IFWM tendenziell stärker. Wegen des breiteren Spektrums des RZ-Signals kommt es bei gleicher mittlerer Leistung schneller zu Pulsüberlappungen als beim NRZ-Signal. Bei der Überlappung von wenigen benachbarten Pulsen herrscht IXPM vor, bei der von mehreren IFWM. Somit setzt auch bei steigendem DB^2 zuerst IXPM ein und wird dann von IFWM abgelöst (vergleiche [74]). Abbildung 4.5 skizziert anschaulich die Einflüsse der einzelnen nichtlinearen Effekte in Abhängigkeit von DB^2 . Im Bereich der Nulldispersion gibt es kaum eine Pulsverbreiterung, und es herrscht Intra-Bit SPM vor, welche mit steigendem DB^2 und daher abnehmender Pulsspitzenleistung abnimmt. Bei kleinem DB^2 beginnt zeitlicher Jitter die Augenöffnung zu verkleinern. Bei weiter steigendem DB^2 kommen zudem immer mehr Geisterpulse hoch und reduzieren die Augenöffnung deutlich. In diesem Bereich wird die Inter-Bit SPM wegen der aus der dispersiven Pulsüberlappung am Fasernanfang resultierenden hohen punktuellen Leistungen sehr stark. Bei noch größeren Werten von DB^2 erfolgt eine extreme Verbreiterung der Pulse schon am Anfang des Lichtwellenleiters, so dass das noch wenig gedämpfte Signal bereits völlig auseinandergefallen ist. Die Intra-Channel Effects lassen immer weiter nach, und der Arbeitsbereich entspricht dem der quasi-linearen Übertragung (siehe z.B. [13]). Dort dominiert die Dispersion deutlich über relativ kleine – allerdings nicht vernachlässigbare – nichtlineare Störungen.

Die Existenz von Maxima zeigt, dass bei einer konstanten Bitrate für beide Modulationsformate je ein Fasertyp mit schlechtestmöglichen Übertragungseigenschaften existiert. Dieser liegt für NRZ-Übertragung bei $DB^2 \approx 36\,000\text{ ps}/(\text{nm km})(\text{Gbit/s})^2$ und für RZ-Übertragung bei $DB^2 \approx 46\,000\text{ ps}/(\text{nm km})(\text{Gbit/s})^2$. Die entsprechende Dispersion liegt bei 40 Gbit/s NRZ-Übertragung bei $22,5\text{ ps}/(\text{nm km})$, bei

40 Gbit/s RZ-Übertragung bei 28,8 ps/(nm km), bei 160 Gbit/s NRZ-Übertragung bei 1,4 ps/(nm km) und bei 160 Gbit/s RZ-Übertragung bei 1,8 ps/(nm km).

Die EOP für RZ-Übertragung liefert ein lokales Minimum im Bereich von 3 000 bis 15 000 ps/(nm km)(Gbit/s)². Bei einer Eingangsleistung von 9 dBm ist dieses Minimum ausgeprägter und liegt bei $DB^2 \approx 4\,500$ ps/(nm km)(Gbit/s)². Dies entspricht einer Dispersion von 2,8 ps/(nm km) bei 40 Gbit/s und von 0,2 ps/(nm km) bei 160 Gbit/s. Die Konstellation von Pulsbreite, Dispersion und Pulsspitzenleistung (vergleiche Gleichung 2.46) könnte hier einen solitonenartigen Effekt ermöglichen, demnach ist von einer leichten Verbesserung der Übertragung durch eine partielle Kompensation von Dispersion und Kerr-Effekt auszugehen.

Die Interaktion von Dispersionssteigung und Nichtlinearität ist bei 40 Gbit/s und 160 Gbit/s vernachlässigbar, da die vollständige Kompensation der Dispersionssteigung zu so gut wie deckungsgleichen Ergebnissen führt wie die Vernachlässigung der Dispersionssteigung ($S_{SMF} = S_{DCF} = 0$). Die Übertragung von 40 Gbit/s ist noch nicht sonderlich empfindlich gegenüber der Dispersionssteigung. Die fehlerfreie Übertragung von 160 Gbit/s setzt jedoch eine Kompensation der Dispersionssteigung voraus, wie später gezeigt wird.

In die Abbildungen 4.2 und 4.3 ist die Lage je einer exemplarischen NZDSF mit einer Dispersion von 2,3 ps/(nm km) und einer Standardfaser mit einer Dispersion von 16 ps/(nm km) für die Datenraten 40 Gbit/s und 160 Gbit/s eingetragen. Die verschiedenen Fasertypen werden hier anhand ihrer Dispersion verglichen. Diese variiert im Gegensatz zu den Nichtlinearitätskoeffizienten stark und gilt daher als charakteristischer Wert. Ein konstanter Nichtlinearitätskoeffizient stellt seinerseits nur eine Vereinfachung dar, erlaubt aber eine bessere Vergleichbarkeit. Bei 40 Gbit/s NRZ-Übertragung liegt die Dispersion der SSMF nahe derjenigen, die zur höchsten EOP führt. Eine Verbesserung der Übertragungsqualität kann durch eine Faser mit verringerter Dispersion (NZDSF) oder durch eine mit deutlich erhöhter Dispersion erreicht werden. Letzteres ist derzeit nicht praktikabel, da Fasern mit einer Dispersion von über 20 ps/(nm km) einen sehr hohen Nichtlinearitätskoeffizienten aufweisen. Auch bei 40 Gbit/s RZ-Übertragung weist die NZDSF eine Reduzierung der EOP gegenüber der SSMF auf. Bestätigt wird dies in Zusammenhang mit der Untersuchung spezieller Fasern in [120, 121]. In [120] ergibt sich eine kaum wahrnehmbare niedrigere minimale System Penalty bei der Verwendung von NZDSF als bei der von SSMF. Allerdings tritt bei der Übertragung über NZDSF ein stärkerer Anstieg der System Penalty zu hohen Leistungen hin als bei der Übertragung über SSMF auf, was auf den deutlich höheren Nichtlinearitätskoeffizienten der gewählten NZDSF gegenüber dem der SSMF zurückgeführt wird. Im Einzelfall ist daher bei der Auswahl einer Faser zu prüfen, ob deren Nichtlinearitätskoeffizient den Vorteil der optimal gewählten Faserdispersion unter Umständen schmälern kann.

Im Fall von 160 Gbit/s Übertragung ist unabhängig vom Modulationsformat eine größtmögliche Dispersion für ein optimales Übertragungsverhalten zu wählen. Die Übertragungsfaser mit der maximal erhältlichen Dispersion ist die SSMF und ist

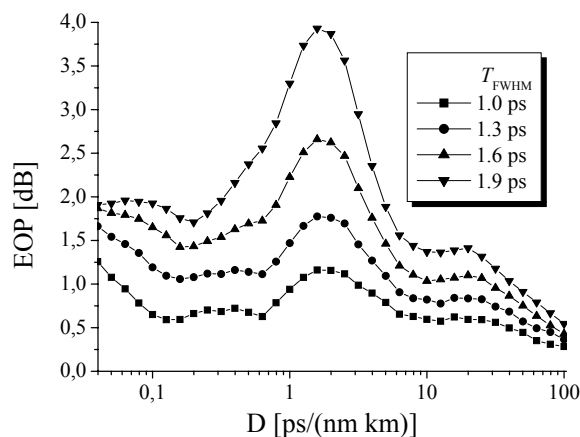


Abbildung 4.6: EOP für 160 Gbit/s RZ-Übertragung in Abhängigkeit von der Dispersion für verschiedene Pulsbreiten bei einer mittleren SMF-Eingangsleistung von 9 dBm

daher zweckmäßig. Der Vorteil einer SSMF gegenüber einer NZDSF fand in [38] experimentell am Beispiel des Vergleiches der Übertragungsreichweite einer SSMF mit einer Dispersion von 16 ps/(nm km) und einer NZDSF mit einer Dispersion von 4,25 ps/(nm km) eine Bestätigung: Während mit der SSMF eine fehlerfreie Übertragung ohne Zwischenverstärker über 160 km realisiert werden konnte, waren es mit der NZDSF nur 120 km. Bei noch höheren Datenraten als 160 Gbit/s kann davon ausgegangen werden, dass die maximal realisierbare Dispersion generell die besten Übertragungseigenschaften aufweisen wird. Generell bestätigt ein Vergleich der Ergebnisse für NRZ- und RZ-Modulation, dass bei einer deutlich von Null verschiedenen Dispersion RZ-Übertragung deutlich weniger Störungen erfährt als NRZ-Übertragung bei gleicher mittlerer Eingangsleistung in die SMF [11, 121].

Um den Einfluss der Pulsbreite näher zu beleuchten, wird im folgenden eine feste Pulsform gewählt. Anstelle von gefilterten Rechteckpulsen, deren Pulsform und -breite sich bei einer Variation der Filterparameter ändern würden, werden Sekanshyperbolikus-Pulse im Sender generiert. Das System ist ansonsten identisch mit dem in Abbildung 4.1. Jedoch wird sich hier konkret auf die Übertragung von 160 Gbit/s beschränkt. Abbildung 4.6 zeigt die EOP in Abhängigkeit von der Dispersion für verschiedene Pulsbreiten. Auch bei anderer Pulsform und anderer Pulsbreite ergeben sich qualitativ die gleichen Ergebnisse wie zuvor. Allerdings ist im Vergleich zu Abbildung 4.3 auffällig, dass Sekanshyperbolikus-Pulse bei der gleichen Pulsbreite von 1,9 ps und der gleichen mittleren Leistung von 9 dBm eine deutlich höhere EOP im Bereich des Maximums als gefilterte Rechteckpulse aufweisen. Dies kann auf erhöhte Intra-Channel Effects aufgrund der Pulsform zurückgeführt werden, wie Abbildung 4.7 nahe legt. Die rechteckgefilterte Pulse mit einer FWHM-Pulsbreite von 1,9 ps

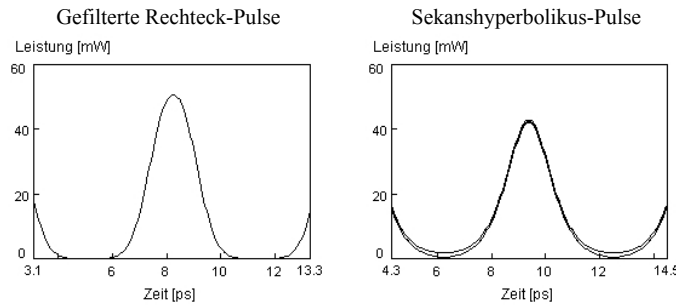


Abbildung 4.7: Augendiagramme der senderseitigen optischen Pulse mit einer Pulsbreite von 1,9 ps bei jeweils gleicher mittlerer Eingangsleistung von 9 dBm

weisen eine Spitzenleistung von 50,6 mW und relativ steile Flanken auf, während die Sekanshyperbolikus-Pulse der gleichen Pulsbreite wegen der weit auslaufende Pulsflanken bereits senderseitig eine leichte Pulsüberlappung und Spitzenleistungen von 42,0 mW, 42,5 mW oder 43,0 mW aufweisen. Allgemein ist ein Abfallen der EOP mit sinkender Pulsbreite zu sehen. Die Maxima der EOP-Kurven verschieben sich bei kleineren Pulsbreiten kaum sichtbar hin zu höheren Dispersionswerten. Die sich bei abnehmender Pulsbreite verbreiternden Spektren ermöglichen eher eine quasi-lineare Übertragung. Wegen der vernachlässigbaren Verschiebung der Maxima können die Ergebnisse aus Abbildung 4.3 im allgemeinen auf jedes Tastverhältnis kleiner Eins (RZ-Modulation) angewandt werden. Bei einem Tastverhältnis gleich Eins (NRZ-Modulation) ist die veränderte Lage des Maximums in Zusammenhang mit dem Verschwinden der Seitenträgerlinien und dementsprechend mit einer anderen Charakteristik des Spektrums zu sehen.

Solange wie eine einzelne SMF länger als circa 20 km ist, bleibt der Umfang der nichtlinearen Störungen unabhängig von der Länge gleich, da diese vor allem auf den ersten Kilometern wirken und die Übertragung über die über 20 km hinausgehende Strecke durch die Dämpfung fast näherungsweise linear verläuft. Ist dies der Fall, sind die vorgestellten Ergebnisse für hohe Datenraten skalierbar. Zum Beispiel führt die Halbierung der Segmentanzahl bei gleichzeitiger Verdopplung der Leistung zu der gleichen EOP. Ein steigender Nichtlinearitätskoeffizient verursacht ebenso wie eine höhere Eingangsleistung einen Anstieg der EOP wie schon den Abbildungen 4.2 und 4.3 ersichtlich. Bleibt die Nichtlinearitätslänge L_{NL} die gleiche, ergibt sich auch eine identische EOP. Dementsprechend besteht die Möglichkeit, die EOP auf den Kehrwert der Nichtlinearitätslänge zu beziehen. Neue Erkenntnisse für den Einfluss der chromatischen Dispersion des Lichtwellenleiters auf das Übertragungsverhalten ergeben sich daraus allerdings nicht.

Die Gültigkeit der vorgestellten Normierung auf DB^2 und die Ergebnisse der numerischen Simulationen, wie zum Beispiel die von der Pulsbreite unabhängige Position des Maximums der EOP, wurden inzwischen durch [119] bestätigt. Die Normierung

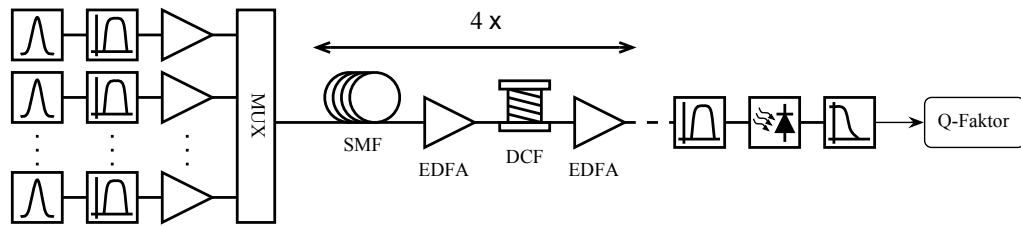


Abbildung 4.8: Aufbau des Mehrkanal-Systems zur Untersuchung der optimalen chromatischen Faserdispersion

konnte um einen dämpfungsabhängigen Term auf $-\beta_2 B^2 L_{\text{eff}}$ erweitert und auch auf verschiedene Modulationsformate und Dispersionskompensationsschema angewendet werden.

4.2 WDM-Systeme

Nachdem bereits Empfehlungen für Einkanal-Systeme gegeben wurden, soll die Untersuchung des Übertragungsverhaltens in Abhängigkeit von der lokalen chromatischen Dispersion auf Mehrkanal-Systeme ausgeweitet werden. WDM-Systeme mit kleinen Kanalabständen (Dense Wavelength Division Multiplex – DWDM) sind hinsichtlich der Ausnutzung der optischen Bandbreite dabei von besonderem Interesse. Um den Parameterbereich überschaubar zu halten, wird ein einfaches Modell für das Übertragungssystem gewählt. Der Schwerpunkt der vorgestellten Untersuchungen liegt wiederum auf der Interaktion von chromatischer Dispersion und Kerr-Effekt auf der Übertragungsstrecke. Der grundlegende Aufbau ist in Abbildung 4.8 dargestellt. Im Sender werden sekanshyperbolikus-geformte Pulse mit einem Tastverhältnis von 0,21 erzeugt. Dies entspricht einer Pulsbreite von 1,3 ps bei 160 Gbit/s. Simuliert werden PRBS-Wörter aus 2048 Bits pro Kanal, wobei jeder Kanal ein anderes Bitwort überträgt und das Bitwort im auszuwertenden, mittleren Kanal bei sämtlichen Simulationen das gleiche ist. Die einzelnen Kanäle werden mit einem Gauß-Filter dritter Ordnung gefiltert, wobei die Filterbandbreite linear mit der Bitrate skaliert wird. Durch die Filterung wird lineares Übersprechen zwischen den Kanälen vermindert und die Übertragung im Lichtwellenleiter beeinflusst. Die Verstärker dienen zur simulationstechnischen Einstellung der Leistung pro Kanal. Ein idealer Multiplexer (MUX) führt alle Kanäle zusammen.

Die Übertragungsstrecke ist völlig analog zu der im vorherigen Kapitel aufgebaut. Sie besteht aus vier Segmenten zu jeweils $L = 80$ km Übertragungsfasern (SMF). Dazu kommen jeweils zwei erbiumdotierte Faserverstärker (EDFA) und eine dispersionskompensierende Faser (DCF). Die Eingangsleistung in die DCF liegt in allen Fällen bei lediglich -7 dBm pro Kanal, um die Verzerrung der Ergebnisse durch den Einfluss von nichtlinearen Effekten in der stark nichtlinearen DCF zu vermeiden. Die

	SMF	DCF
L [km]	80	variabel
α [dB/km]	0,22	0,5
D [ps/(nm km)]	variabel	-98
S [ps/(nm ² km)]	0,05	variabel
γ [1/(W km)]	1,317	3,9

Tabelle 4.2: Faserdaten

verwendeten Faserdaten sind in Tabelle 4.2 aufgelistet. Beide Fasern weisen einen konstanten Dämpfungskoeffizienten α sowie einen konstanten nichtlinearen Koeffizienten γ für den Kerr-Effekt auf. Da alle Typen von Übertragungsfasern einen ähnlich großen Nichtlinearitätskoeffizienten aufweisen, ist die Charakterisierung dieser Typen über ihre Dispersion maßgeblich. Die Dispersion D der Übertragungsfasern ist variabel, die Dispersionssteigung S konstant. Andersherum verhält es sich bei der DCF. Deren Länge und Dispersionssteigung werden so eingestellt, dass sowohl Dispersion als auch Dispersionssteigung vollständig, also zu 100 %, für den mittleren Kanal kompensiert werden. Die Dispersion der Übertragungsfasern wird über einen sehr großen Bereich variiert. Auch wenn die Realisierung von Dispersionswerten deutlich über 20 ps/(nm km) nicht absehbar ist, erlaubt diese Vorgehensweise eine Analyse von Tendenzen. Rauschen wird zunächst nicht berücksichtigt.

Im Empfänger wird der mittlere Kanal einem Demultiplexer (DEMUX) entsprechend mit einem Gauß-Filter dritter Ordnung herausgefiltert, detektiert und durch elektrische Filterung mit einem Bessel-Filter fünfter Ordnung mit einer Filterbandbreite von 70 % der Kanaldatenrate von RZ- in NRZ-Format umgewandelt. Für MUX- und DEMUX-Filter wurden Gauß-Filter dritter Ordnung (siehe Abschnitt 2.4.1) gewählt, da diese die zur Filterung bei kleinen Kanalabständen notwendigen steilen Flanken aufweisen und den Durchlassbereich kommerziell erhältlicher Filter, wie zum Beispiel Dünnschichtfiltern, annähern [122].

4.2.1 Filterung

In Mehrkanalsystemen treten Signalstörungen durch lineares Übersprechen benachbarter Kanäle bei großer Filterbandbreite einerseits und Überfilterung bei kleiner Filterbandbreite beziehungsweise breitem Spektrum des Kanals andererseits auf. Bei dicht im Spektrum angeordneten Kanälen werden diese Einschränkungen zunehmend wichtiger, und die Filterbandbreiten in Sender und Empfänger müssen optimiert werden, um eine Datenübertragung zu ermöglichen. Um die Voraussetzungen für eine Übertragung hoher spektraler Effizienz mit dem vorgestellten System zu schaffen, wird die back-to-back Übertragung bezüglich der MUX- und der DEMUX-Filterbandbreite optimiert.

Abbildung 4.9 zeigt Isolinien des linearen Q -Faktors in Abhängigkeit von der MUX-

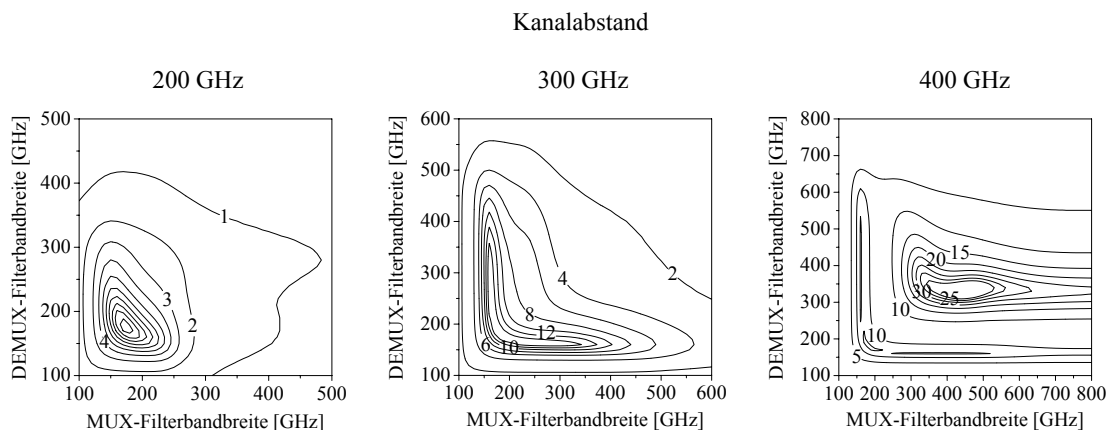


Abbildung 4.9: Linearer Q -Faktor in Abhängigkeit von MUX- und DEMUX-Filterbandbreite für back-to-back Übertragung von 160 Gbit/s für verschiedene Kanalabstände

und der DEMUX-Filterbandbreite mit konstanter Filterordnung ($N = 3$) für Kanalabstände von 200 GHz, 300 GHz und 400 GHz bei der back-to-back Übertragung von 160 Gbit/s. Die Ergebnisse für 40 Gbit/s skalieren sich entsprechend linear. Die Q -Faktoren sind allgemein niedriger zu kleineren Kanalabständen hin. Bei einem Kanalabstand von 400 GHz ist die Filterung noch relativ unproblematisch, und der MUX-Filter kann ausgelassen werden. Bei einem Kanalabstand von 300 GHz ist zusätzlich zum DEMUX-Filter ein MUX-Filter zur Pulsformung notwendig, um eine Übertragung aufbauen zu können ($Q > 6$). Es existiert ein klar umrissener Bereich von MUX/DEMUX-Filterbandbreiten, in dem eine Übertragung möglich ist. Bei einem Kanalabstand von 200 GHz ist eine sorgfältige Optimierung aller Filterbandbreiten unumgänglich, sonst droht eine erhebliche Signaldegradation.

Die in diesem Unterkapitel vorgestellten Untersuchungen zielen auf die DWDM-Übertragung mit einer sehr hohen spektralen Effizienz ab. Eine extrem dichte spektrale Kanalfolge stellt ein Gegenstück zu der bislang betrachteten Einkanal-Übertragung dar. Die Filterbandbreiten in Multiplexer und Demultiplexer in allen folgenden numerischen Simulationen wurden entsprechend des Optimums für eine back-to-back Übertragung mit einer spektralen Effizienz von 0,8 bit/s/Hz gewählt, sofern nicht explizit anders angegeben. Dieser Wert stellt das Doppelte des bislang üblichen Wertes für DWDM-Systeme dar und wurde willkürlich gewählt. Bei einer Kanaldatenrate von 160 Gbit/s entspricht dies einem Kanalabstand von 200 GHz und optimalen Filterbandbreiten von 170 GHz. Unter diesen Bedingungen fallen die Seitenträger eines benachbarten Kanals bereits in den Durchlassbereich des gefilterten Signals hinein und degradieren dieses zusätzlich. Durch das Auftreten von linearem Übersprechen zwischen den Kanälen ergibt sich dann ein Q -Faktor von 10,1 für eine spektrale Effizienz von 0,8 bit/s/Hz und ein Q -Faktor von 11,1 für eine spektrale Effizienz von

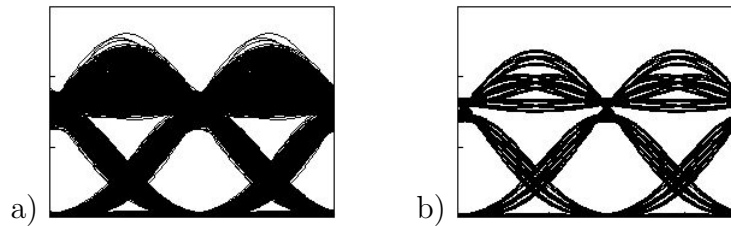


Abbildung 4.10: Augendiagramme im back-to-back Fall für eine spektrale Effizienz von a) 0,8 bit/s/Hz und von b) 0,53 bit/s/Hz

0,64 bit/s/Hz und weniger. Abbildung 4.10 zeigt die entsprechenden Augendiagramme.

Mit einem bereits im back-to-back Fall gestörten Auge ist die Bestimmung der EOP in gewisser Hinsicht paradox, da das Referenzauge bereits stark degradiert ist. Unter Umständen können kleine Werte der EOP gute Übertragungseigenschaften der Strecke angeben, während die Übertragung unter Einbeziehung von Sender und Empfänger unmöglich ist. Kleine Störungen der Augenöffnung des bereits durch Filterung und Übersprechen beeinträchtigten Signals haben zudem große Auswirkung auf den Wert der EOP, so dass große Schwankungen der EOP zu erwarten sind. Die Bestimmung des Q -Faktors ist ebenfalls problematisch, da er ursprünglich nur für durch Rauschen gestörte Signale definiert ist. Hier liegt kein stochastischer Prozess wie Rauschen vor, das Signal wird durch rein deterministische Effekte wie Kanalübersprechen, Überfilterung und bei der Übertragung über Faser zusätzlich durch nichtlineare Effekte gestört. Diese Problematik wurde bereits im vorangegangenen Kapitel angesprochen. Allerdings ist über den Q -Faktor eine Bewertung des Gesamtsystems möglich. Die Bewertung kommt zudem ohne Referenzauge aus. Es sind keine extremen Auswirkungen von kleinen Schwankungen im Augendiagramm zu erwarten. Trotz der Einschränkung durch die Näherung der Gaußverteilung aller Störungen wird aus den eben genannten Gründen der Q -Faktor hier vorgezogen und im Einzelfall die EOP hinzugezogen. Beide Bewertungskriterien werden entsprechend Q_{rel} und EOP_{rel} in einem Fenster von 20 % bestimmt.

Das Übertragungsverhalten bei hoher spektraler Effizienz ist back-to-back nicht nur stark von der Filterbandbreite, sondern auch von der Filtercharakteristik sowie der ursprünglichen Form der im Sender generierten Pulse und deren Spektrum abhängig. Abgesehen von den Filterbandbreiten werden keine weiteren Optimierungen vorgenommen. Der Schwerpunkt liegt auf den Vorgängen in der Übertragungsstrecke.

4.2.2 WDM-Übertragung

Die Übertragung über 4×80 km SMF wird mit den zuvor erläuterten Systemeinstellungen numerisch simuliert. Das Übertragungsverhalten wird in Abhängigkeit einzel-

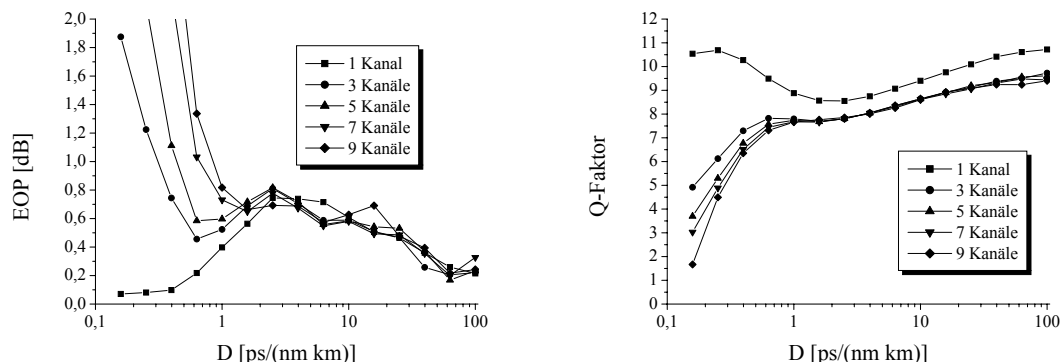


Abbildung 4.11: EOP und Q -Faktor eines $N \times 160$ Gbit/s Übertragungssystems in Abhängigkeit von der Dispersion bei Variation der Anzahl der Kanäle bei 3 dBm Eingangsleistung pro Kanal und 200 GHz Kanalabstand

ner Parameter bei variabler Dispersion untersucht.

Die EOP und der Q -Faktor in Abhängigkeit von Dispersion und Kanalanzahl bei einem Kanalabstand von 200 GHz sind in Abbildung 4.11 für 160 Gbit/s Übertragung dargestellt. Zum Vergleich wurde mit demselben Systemaufbau auch ein einzelner Kanal übertragen. Bei der Übertragung eines Kanals ergibt sich ein lokales Minimum der EOP beziehungsweise ein lokales Maximum des Q -Faktors bei einer sehr kleinen Dispersion ($D \approx 0,25$ ps/(nm km)) analog zum vorherigen Abschnitt. Deutlich ist ein Unterschied zwischen Ein- und Mehrkanalsystem durch den Einfluss von Kreuzphasenmodulation (XPM) und Vierwellenmischung (FWM) bei kleinen Dispersionswerten zu erkennen. Diese nichtlinearen Effekte sind umso einflussreicher, je höher die Kanalanzahl ist. Sie überdecken den Bereich, in dem Intra-Bit SPM langsam abnimmt und Inter-Bit SPM zunimmt, und damit das bei einer Einkanal-Übertragung auftretende lokale Extrema der Übertragungsqualität. Bei geeignetem Verhältnis von Pulsspitzenleistung und Pulsbreite ist zudem eine partielle Aufhebung von Selbstphasenmodulation und Dispersion möglich. Dies gilt allerdings nur für einen einzelnen Kanal. Eng benachbarte Kanäle stören die Leistungsverteilung auf der Faser und damit das partielle Gleichgewicht der beiden Effekte. Bei einer Dispersion von mehr als 1 ps/(nm km) sind nur noch Einkanaleffekte ausschlaggebend. Dabei handelt es sich hauptsächlich um IXPM und IFWM. Der Offset des Q -Faktors im Einkanalfall ist auf das Fehlen von linearem Übersprechen benachbarter Kanäle beim Filtern zurückzuführen. Bei der Übertragung mehrerer Kanäle steigt der Q -Faktor bei steigender Dispersion näherungsweise monoton. Allgemein ergibt sich demnach eine bessere Übertragungsqualität bei erhöhter Dispersion. Die EOP erlaubt die gleichen Schlüsse. Die vorhergesagten numerisch bedingten, deutlich unterschiedlichen Werte der einzelnen Kurven in der vertikalen Achse lassen erst bei mehr als 2 ps/(nm km) mit Sicherheit erkennen, dass Signalstörungen durch Einkanaleffekte dominieren.

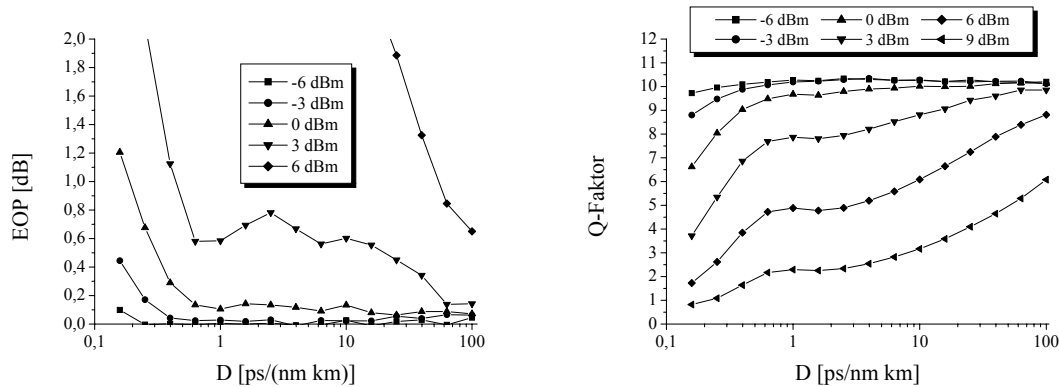


Abbildung 4.12: EOP und Q -Faktor eines 5×160 Gbit/s Übertragungssystems in Abhängigkeit von der Dispersion bei Variation der optischen Eingangsleistung pro Kanal bei 200 GHz Kanalabstand

Abbildung 4.12 zeigt die EOP und den Q -Faktor in Abhängigkeit von der Dispersion und der Eingangsleistung in die Übertragungsfaser für 160 Gbit/s Übertragung. Wie zu erwarten, verschlechtert sich die Übertragungsqualität mit steigender Leistung. Während bei -6 dBm fast eine lineare, und damit störungsfreie, Übertragung vorliegt, wird die EOP bei steigender Leistung drastisch höher und der Q -Faktor kleiner. Die Tendenz, dass eine höhere Dispersion eine bessere Übertragungsqualität bietet, verstärkt sich vor allem bei der Betrachtung des Q -Faktors dabei deutlich. Bei der Interpretation der EOP-Kurven muss berücksichtigt werden, dass voneinander abweichende Werte der einzelnen Kurven in der vertikalen Achse von bis zu 0,2 dB numerisch bedingt auftreten können.

Einen weiteren wichtigen Parameter stellt der Kanalabstand dar. Bei sinkendem Kanalabstand ist eine schlechtere Übertragung durch stärkere Einwirkung von XPM und FWM zu erwarten. Abbildung 4.13 bestätigt dies für kleine Dispersionswerte. Bei einer Dispersion von mehr als 1 ps/(nm km) sind die Kurven für Kanalabstände von 250 GHz und mehr im Rahmen der numerischen Genauigkeit deckungsgleich. Die Kurve für 200 GHz weist einen Abstand zu den anderen auf, der lediglich durch die Filterung bedingt ist. So bestätigt sich, dass für Dispersionswerte größer als 1 ps/(nm km) im wesentlichen nur SPM zur Systemdegradation führt. Mit zunehmendem Kanalabstand und entsprechend weniger Beeinflussung durch benachbarte Kanäle nähern sich die Kurven der Mehrkanal-Systeme der Kurve des Einkanalssystems aus Abbildung 4.11 an. Das lokale Minimum der EOP wird dabei kleiner beziehungsweise das lokale Maximum des Q -Faktors größer, und die lokalen Extrema verschieben sich dabei immer weiter zu kleineren Dispersionswerten hin. Bei sehr kleinen Kanalabständen steigt die Übertragungsqualität wiederum monoton mit steigender Dispersion. Für $N \times 160$ Gbit/s DWDM-Systeme mit einer spektralen Effizienz von 0,8 bit/s/Hz ist infolge dessen eine große Faserdispersion vorteilhaft.

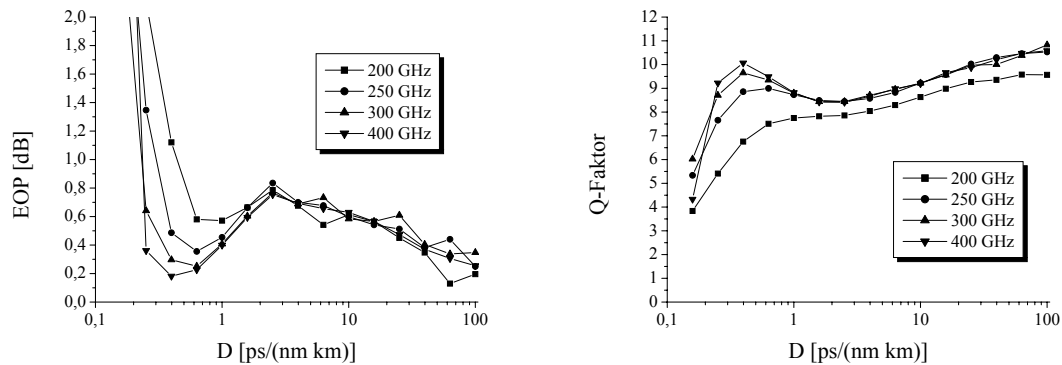


Abbildung 4.13: EOP und Q -Faktor eines 5×160 Gbit/s Übertragungssystems in Abhängigkeit von der Dispersion bei unterschiedlichen Kanalabständen bei 3 dBm Eingangsleistung pro Kanal

Um die Problematik bei der Übertragung mit hoher spektraler Effizienz zu verdeutlichen, zeigt Abbildung 4.14 die Übertragung von 5×160 Gbit/s bei einem Kanalabstand von 200 GHz, 300 GHz sowie 400 GHz mit entsprechend Abbildung 4.9 für den jeweiligen Kanalabstand optimierten Filterbandbreiten. Bei einem Kanalabstand von 200 GHz betragen MUX- und DEMUX-Filterbandbreite 170 GHz, bei einem Kanalabstand von 300 GHz beide Filterbandbreiten 180 GHz, und bei einem Kanalabstand von 400 GHz beträgt die MUX-Filterbandbreite 460 GHz und die DEMUX-Filterbandbreite 330 GHz. Ein Kanalabstand von 400 GHz ermöglicht mit optimierten Filterbandbreiten die mit Abstand beste Übertragung. Die Auslegung der Filterbandbreiten für diesen Kanalabstand macht die Übertragung mit kleineren Kanalabständen unmöglich. Auf der anderen Seite weist die Übertragung mit einem Kanalabstand von 400 GHz bei der Auslegung der Filterbandbreiten für 200 GHz oder 300 GHz eine geringere Signaldegradation auf als die Übertragung mit einem Kanalabstand von 200 GHz oder 300 GHz unter den gleichen Bedingungen, doch ist sie wesentlich höher als unter optimierten Bedingungen. Der Preis für die Erhöhung der Kanalkapazität durch die Verdopplung der spektralen Effizienz von 0,4 bit/s/Hz auf 0,8 bit/s/Hz bei gleichzeitig optimierten Filterbandbreiten ist in diesem Beispiel ungefähr eine Drittelung des Q -Wertes. Je kleiner der Kanalabstand und dementsprechend wichtiger die Filterung ist, umso weniger fällt der Einfluss der lokalen Faserdispersion in Zusammenhang mit dem Kerr-Effekt ins Gewicht. Die Wahl des Fasertyps ist dementsprechend für DWDM-Systeme nicht so kritisch wie für TDM-Systeme.

Abbildung 4.15 zeigt Simulationsergebnisse eines WDM-Systems mit 5 Kanälen, 3 dBm Eingangsleistung pro Kanal und 200 GHz, 300 GHz und 400 GHz Kanalabstand mit und ohne Berücksichtigung von β_3 . In diesen und den folgenden Simulationen betragen MUX- und DEMUX-Filterbandbreite wiederum 170 GHz. Um

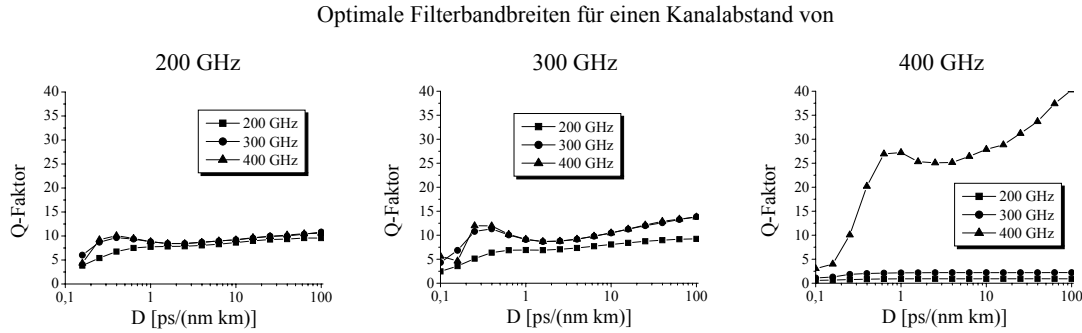


Abbildung 4.14: Q -Faktor eines 5×160 Gbit/s Übertragungssystems in Abhängigkeit von der Dispersion für unterschiedliche Kanalabstände bei optimierten MUX- und DEMUX-Filterbandbreiten, 3 dBm Eingangsleistung pro Kanal

den Einfluss der Dispersion dritter Ordnung in einem WDM-System zu untersuchen, wurden die Simulationen aus Abbildung 4.13 entsprechend der Nichtlinearen Schrödinger-Gleichung zum Vergleich mit $\beta_3 = 0$ durchgeführt. Bei sehr niedriger Dispersion und großem Kanalabstand kommt es im hier dargestellten Bereich zu einer Verschlechterung des Übertragungsverhaltens durch die Dispersion dritter Ordnung trotz vollständiger Kompensation im ausgewerteten Kanal. Der Unterschied der Q -Werte inklusive und exklusive β_3 steigt mit zunehmendem Kanalabstand. Durch die Differenz der Trägerfrequenzen der benachbarten Kanäle und des mittleren Kanals bedingt führt die Dispersionssteigung zu einer Restdispersion in den benachbarten Kanälen, während die Dispersion und die Dispersionssteigung für den mittleren Kanal vollständig kompensiert werden. Diese Restdispersion ist proportional zum Kanalabstand. Das unterschiedlich dispersive Verhalten der einzelnen Kanäle führt dann in dem Bereich kleiner Dispersion, der durch nichtlineare Mehrkanal-Effekte charakterisiert wird, zu einer Veränderung des Übertragungsverhaltens des gesamten Systems. Bei einer Dispersion von mehr als $1 \text{ ps}/(\text{nm km})$ dominieren die nichtlinearen Einkanal-Effekte, so dass die Restdispersion benachbarter Kanäle kaum einen Einfluss auf die Übertragung hat.

Zur Anwendung der bisherigen Ergebnisse auf hohe Bitraten allgemein und besonders hinsichtlich $N \times 40$ Gbit/s und $N \times 160$ Gbit/s, wird wie bei der TDM-Übertragung die Normierung über das Produkt aus Dispersion und Quadrat der Bitrate herangezogen. Abbildung 4.16 zeigt die normierte Darstellung für 5×40 Gbit/s und 5×160 Gbit/s Systeme, jeweils zum Vergleich mit und ohne Einbeziehung des Parameters β_3 in die Berechnungen. Für $\beta_3 = 0$ wird die Normierung durch die numerischen Ergebnisse allgemein bestätigt. Auch für $\beta_3 \neq 0$ ist die Normierung für ein DB^2 von mehr als $10\,000 \text{ ps}/(\text{nm km})(\text{Gbit/s})^2$ generell anwendbar. Einschränkungen ergeben sich für kleinere Dispersionswerte bei $N \times 160$ Gbit/s analog zu Abbildung 4.15. Bei weniger als $1 \text{ ps}/(\text{nm km})$ muss die Dispersion dritter Ordnung berücksichtigt werden, da sie zu einem abweichenden Übertragungsverhalten führt.

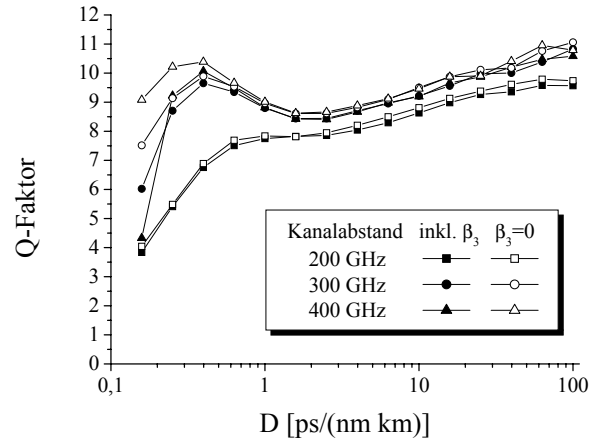


Abbildung 4.15: Q -Faktor eines 5×160 Gbit/s Übertragungssystems in Abhängigkeit von der Dispersion bei unterschiedlichen Kanalabständen und 3 dBm Eingangsleistung pro Kanal mit und ohne Berücksichtigung der Dispersion zweiter Ordnung

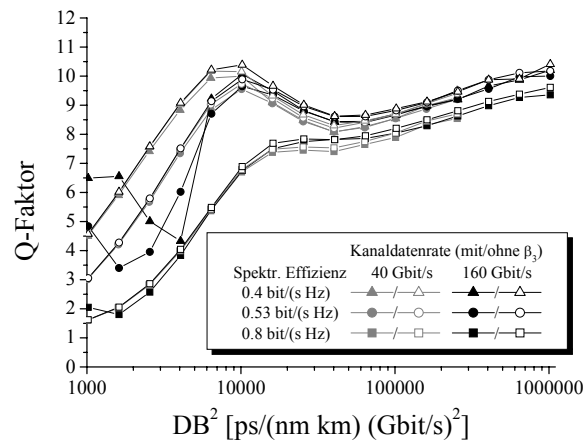


Abbildung 4.16: Q -Faktor eines 5×40 Gbit/s und eines 5×160 Gbit/s Übertragungssystems in Abhängigkeit von der Dispersion bei 200 GHz Kanalabstand und 3 dBm Eingangsleistung pro Kanal mit und ohne Berücksichtigung der Dispersion zweiter Ordnung

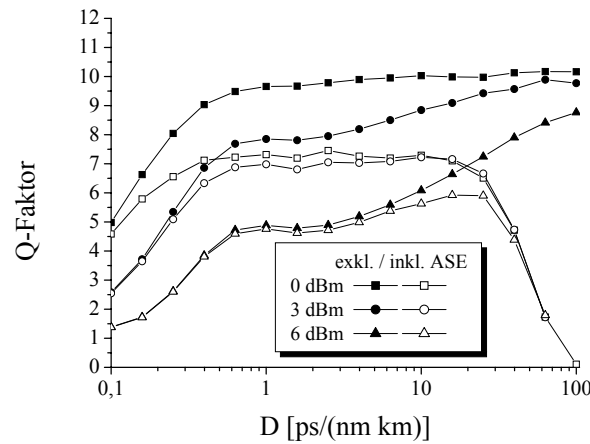


Abbildung 4.17: Q -Faktor eines 5×160 Gbit/s Übertragungssystems in Abhängigkeit von der Dispersion bei Variation der optischen SMF-Eingangsleistung pro Kanal bei 200 GHz Kanalabstand exklusive und inklusive Rauschen

Bei der Übertragung von $N \times 40$ Gbit/s ist der Einfluss der Dispersion dritter Ordnung bei vollständiger Kompensation dagegen allgemein vernachlässigbar. Weitere Abweichungen durch den steigenden Einfluss der Dispersion noch höherer Ordnung bei noch höheren Kanaldatenraten (> 160 Gbit/s) sind zu erwarten.

Ein lokales Maximum des Q -Faktors ergibt sich bei einem Wert von ungefähr $DB^2 = 10\,000 \text{ ps}/(\text{nm km})(\text{Gb/s})^2$ für spektrale Effizienzen von $0,4 \text{ bit/s/Hz}$ und $0,53 \text{ bit/s/Hz}$. Das entspricht einer NZDSF mit circa $6 \text{ ps}/(\text{nm km})$ für $N \times 40$ Gbit/s (vergleiche [123, 124]) oder einer DSF mit circa $0,4 \text{ ps}/(\text{nm km})$ für $N \times 160$ Gbit/s. Diese Werte liegen ungefähr doppelt so hoch wie bei der Übertragung lediglich eines Kanals, doch allgemein ist das Verhalten dem des Einkanal-Falls ähnlich. Da es sich um ein lokales Extremum handelt, wäre eine Änderung des Systems hinsichtlich der Datenrate, des Kanalabstandes oder der Kanalanzahl im nachhinein problematisch. Alternativ kommt ein Lichtwellenleiter mit einer möglichst hohen Dispersion in Frage. Für die Übertragung von $N \times 160$ Gbit/s bietet sich zum Beispiel SSMF an, für die Übertragung von $N \times 40$ Gbit/s müsste es eine Faser mit entsprechend höherer Dispersion sein. Eine höchstmögliche Dispersion ist in jedem Fall für DWDM-Systeme mit einer spektralen Effizienz von $0,8 \text{ bit/s/Hz}$ zu empfehlen. Hinsichtlich einer später möglichen Erhöhung der Übertragungskapazität ist eine sehr hohe Dispersion somit allgemein für hohe Kanaldatenraten zu bevorzugen. Die Standardfaser erfüllt dieses Kriterium von allen bislang erhältlichen Fasertypen am besten.

Um einen Eindruck von der Auswirkung des Rauschens auf das vorgestellte System zu gewinnen, wird in den folgenden numerischen Simulationen das Rauschen der EDFA mit einer Verstärker-Rauschzahl von 4 dB einbezogen. In Abbildung 4.17 ist der Q -Faktor über der Dispersion für ein 5×160 Gbit/s Übertragungssystem mit

einem Kanalabstand von 200 GHz bei mittleren Eingangsleistungen pro Kanal von 0 dBm, 3 dBm und 6 dBm mit und ohne Berücksichtigung des Rauschens dargestellt. Die Eingangsleistung in die DCF beträgt unverändert -7 dBm. Je niedriger die Eingangsleistung in die SMF ist, desto niedriger ist das OSNR am Empfänger und desto größer die Signalstörungen durch Rauschen (siehe Abschnitt 2.4). Die Differenz der Q -Faktoren mit und ohne Einbeziehung des Rauschens sinkt dementsprechend zu höheren SMF-Eingangsleistungen hin. Bei den aus Gründen der Übersichtlichkeit nicht dargestellten Werten des Q -Faktors bei noch geringeren Leistungen als 0 dBm sind daher noch kleinere Werte des Q -Faktors aufgrund zunehmender Signalstörungen durch Rauschen zu erwarten. Bei einer Eingangsleistung von 0 dBm und weniger ist Rauschen dominant, bei einer Eingangsleistung von 6 dBm und mehr der Kerr-Effekt. Der optimale Wert der Eingangsleistung ist zwischen 0 dBm und 3 dBm zu erwarten. Bei diesen Leistungen ergeben sich nahezu gleichbleibende Werte von Q in einem weiten Bereich von 0,7 ps/(nm km) bis 15 ps/(nm km). Die durch steigende Dispersion bedingte Verbesserung der Übertragung wird durch die ansteigende Rauschleistung abgeschwächt. Nahe der Nulldispersion existiert verhältnismäßig wenig Rauschen, da nahezu keine Verluste durch die DCF auftreten, und die Übertragung wird hauptsächlich durch die Interaktion von Dispersion und nichtlinearen Effekten beeinträchtigt. Bei sehr hoher Dispersion ist das System durch Rauschen begrenzt, da große DCF-Längen hohe Verluste innerhalb der Strecke bedingen. Die in den EDFAs generierte Rauschleistung ist wiederum näherungsweise proportional zur Verstärkung der einzelnen EDFAs. Eine höhere Dispersion der SMF bei gleichbleibender Dispersion der DCF führt daher zu einem kleineren OSNR am Empfänger. Auf diese Weise sind nicht nur die Dispersion und der Nichtlinearitätskoeffizient der SMF, sondern auch die Dispersion und die Dämpfungskonstante der DCF für die Wahl der optimalen Faser von Bedeutung. Im vorliegenden Fall ist hervorzuheben, dass der Q -Faktor erst bei einer Dispersion von über 20 ps/(nm km) nach unten wegbricht. Die zunehmende Signalstörung durch Rauschen dominiert dann über die Verbesserung des Übertragungsverhaltens durch hohe Dispersionswerte der SMF. Trotz der für SSMF vergleichsweise schlechten Konstellation des Systemaufbaus hinsichtlich des Rauschverhaltens bietet diese Faser für die Übertragung von $N \times 160$ Gbit/s damit eine vergleichsweise sehr gute Übertragungsqualität.

5 Dispersionskompensation in 160 Gbit/s TDM-Systemen

In Übertragungssystemen mit Kanaldatenraten von 40 Gbit/s kann durch die Art der Platzierung der dispersionskompensierenden Module und eine partielle Vorkompensation der Dispersion bei insgesamt vollständiger Dispersionskompensation eine Verbesserung des Übertragungsverhaltens festgestellt werden [66, 76, 74, 125, 126]. Um das Optimierungspotential der nächsthöheren Kanaldatenrate von 160 Gbit/s dahingehend abzuschätzen, ist eine systematische Betrachtung der Kompensationsart hilfreich. Verschiedene Schemata zur Kompensation der akkumulierten chromatischen Dispersion auf der Übertragungsstrecke werden anhand eines exemplarischen Systems untersucht. Sie unterscheiden sich sowohl in der Aufteilung der Kompensation auf Vorkompensation und Nachkompensation als auch in der räumlichen Platzierung der dispersionskompensierenden Module. Als solche werden wiederum dispersionskompensierende Fasern eingesetzt. In diesem Zusammenhang stellt sich nicht nur die Frage, welche Art der Dispersionskompensation eine optimale Übertragung ermöglicht, sondern auch, inwieweit die Dispersionskompensation womöglich die Vorzüge verschiedener Fasertypen aufgrund deren charakteristischer Dispersionswerte relativiert. Letzteres wird anhand zweier charakteristischer Fasern, einer SSMF und einer NZDSF, untersucht [127].

Des weiteren ist von Interesse, ob eine Skalierbarkeit der Ergebnisse für kaskadierte Segmente nicht nur für Fasern eines Typs, sondern auch für Fasern unterschiedlichen Typs möglich ist. In im Laufe der Zeit gewachsenen Netzwerken können verschiedene Typen von Übertragungsfasern Verwendung finden. Dann ist es von Bedeutung, inwieweit durch eine Art von Hochrechnung vom Übertragungsverhalten einzelner Fasersegmente direkt auf das Übertragungsverhalten einer aus verschiedenen kaskadierten Fasersegmenten zusammengesetzten Strecke zu schließen ist. Während sich in [128] hinsichtlich der Kaskadierung verschiedener Fasertypen bei einer Kanaldatenrate von 10 Gbit/s ohne Angabe von Gründen kein einheitliches Bild bietet, könnte das quasi-lineare Übertragungsverhalten bei einer Kanaldatenrate von 160 Gbit/s zu einer einfacheren Skalierbarkeit führen.

In diesem Kapitel werden 160 Gbit/s Einkanal-Systeme betrachtet. Da grundsätzlich nur Fasertypen mit nennenswerter Dispersion eingesetzt werden, liegt automatisch quasi-lineare Übertragung vor, und entsprechend Abschnitt 4.2 wird die Übertragung nur durch Einkanal-Effekte bestimmt. Die folgenden Ergebnisse für die Einkanal-Übertragung sollten daher gleichermaßen für die Mehrkanal-Übertragung Gültigkeit haben.

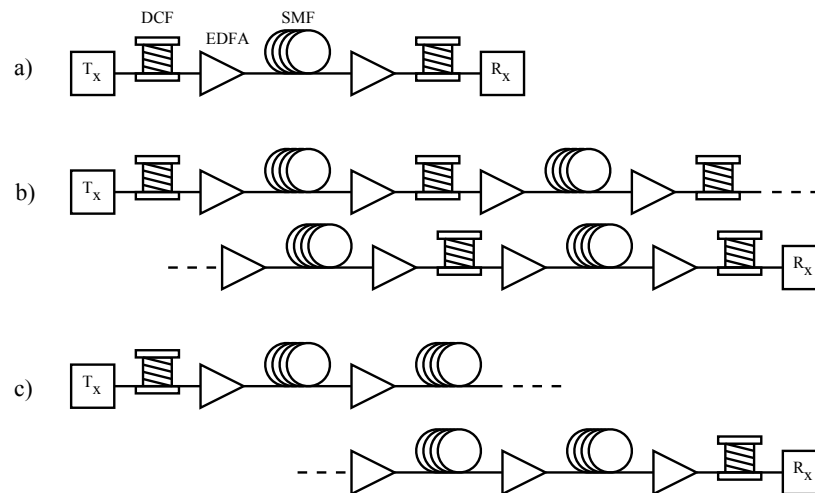


Abbildung 5.1: Aufbau des Übertragungssystems mit a) einem Segment sowie mit vier Segmenten und b) sequentieller und c) kompakter Dispersionskompensation

5.1 Dispersionskompensation für Übertragungsstrecken eines Fasertyps

Dispersionskompensationsschemata unterscheiden sich in der Reihenfolge und der Auslegung der für eine Übertragungsstrecke benötigten Komponenten. In Abbildung 5.1 werden verschiedene Übertragungssysteme, die in der Anordnung von SMF, DCF und EDFAs voneinander abweichen, dargestellt. Aufbau a) beinhaltet eine einzelne SMF zur Übertragung mit je einer DCF zur Vor- und Nachkompensation am Anfang und am Ende der Strecke. Bei der Kaskadierung mehrerer SMFs ergeben sich prinzipiell zwei Möglichkeiten zur Platzierung der DCFs. Die Kompensation kann gemäß Aufbau b) sequentiell ("in-line") erfolgen. In diesem Fall wird nach jeder einzelnen SMF eine DCF platziert. Die mittleren DCFs kompensieren jeweils die akkumulierte Dispersion einer einzelnen SMF. Vor- und Nachkompensation werden über die beiden DCFs am Anfang und am Ende der gesamten Strecke eingestellt. Eine Alternative stellt die kompakte Dispersionskompensation dar, bei der die Dispersionskompensation durch DCFs nur am Anfang und am Ende der gesamten Strecke erfolgt, wie es Aufbau c) zeigt.

Im folgenden werden Simulationsergebnisse für die Übertragung über 160 km und über 4×80 km SSMF oder NZDSF vorgestellt. (Das OSNR am Empfänger nach Gleichung 2.68 liegt bei der hier betrachteten Übertragung über 160 km SSMF beziehungsweise NZDSF mit vollständiger Nachkompensation in beiden Fällen bei ungefähr 35 dB und somit deutlich über dem durch das Quantenlimit bedingte OSNR von 21 dB.) Die Faserparameter sind in Tabelle 5.1 aufgelistet. Die Länge der DCF und deren Dispersionssteigung werden entsprechend der gewünschten Restdispersion

	SSMF	NZDSF	DCF
α [dB/km]	0,2	0,23	0,5
D [ps/(nm km)]	16,0	4,25	-98,0
S [ps/(nm ² km)]	0,05	0,05	angepasst
γ [1/(W km)]	1,317	2,19	5,268

Tabelle 5.1: Faserparameter

beziehungsweise Restdispersionssteigung dimensioniert. In die DCFs wird in allen Kompensationsschemata gleichermaßen eine konstante optische Leistung von 0 dBm eingespeist, die klein genug ist, als dass die Übertragung nicht durch nichtlineare Effekte in der DCF beeinflusst wird. Damit wird eine Vergleichbarkeit der Übertragungseigenschaften von SSMF und NZDSF genauso wie durch die Nichteinbeziehung des Rauschens in den Simulationen gewährleistet. Die Berücksichtigung des EDFA-Rauschens hätte die Übersichtlichkeit erheblich erschwert, da die fasertypabhängige Dimensionierung der DCF-Länge und der EDFA-Verstärkung den Parameterraum erheblich erweitert hätte (vergleiche Abschnitt 2.3.1).

Sender- und Empfänger Aufbau sind in allen vorgestellten Systemen identisch. Da von einem großen Einfluss von Intra-Channel Effects ausgegangen werden kann, wird ein PRBS-Wort der Länge 2048 gewählt. Die kohärenten sekanshyperbolikusgeformten Pulse haben eine FWHM-Pulsbreite von 1,3 ps. Am Empfänger wird das Signal mit einer Bandbreite von 750 GHz optisch gefiltert, mit einer idealen Photodiode gewandelt und anschließend mit einer Bandbreite von 112 GHz elektrisch gefiltert. Bei sämtlichen Filtern handelt es sich dabei um Bessel-Filter fünfter Ordnung. Zur Auswertung wird die EOP entsprechend EOP_{opt} , die anhand derjenigen der maximalen Augenöffnung entsprechenden Linie im Augendiagramm bestimmt wird, herangezogen.

5.1.1 Dispersionstoleranz

Zunächst soll exemplarisch ein Blick auf den Einfluss einer nicht hundertprozentigen Dispersionskompensation geworfen werden. Dazu wird in Abbildung 5.2 die EOP über der Restdispersion einer 4×80 km SSMF beziehungsweise NZDSF Übertragungsstrecke für sequentielle und kompakte Dispersionskompensation mit reiner Nachkompensation dargestellt. Zum Vergleich wurden Ergebnisse für eine lineare Übertragung ($\gamma = 0$ (Wkm)⁻¹) hinzugefügt. Die Kurven wurden auf die jeweils minimal erreichbare EOP normiert. Die Restdispersion wurde über die Dispersion der DCF eingestellt, wobei der Einfachheit halber die Dispersionsteigung nicht verändert und damit vollständige Kompensation der Dispersionssteigung gewährleistet wurde. Während allgemein bei 10 Gbit/s oder 40 Gbit/s noch eine Verbesserung der Übertragungsqualität durch eine leichte Unterkompensation wegen der teilweise gegenseitigen Kompensation von Dispersion und SPM möglich ist [129, 114, 82], stellt eine

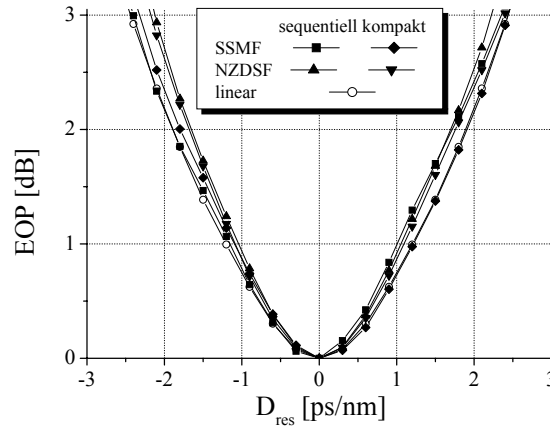


Abbildung 5.2: EOP über Restdispersion einer 4×80 km Übertragungsstrecke mit reiner Nachkompensation bei einer Pulsbreite von 1,3 ps und einer SMF-Eingangsleistung von 7 dBm (ohne Rauschen), normiert auf die minimale EOP

Restdispersion von Null das Optimum für die Übertragung von 160 Gbit/s dar. Dies ist unabhängig vom jeweiligen Dispersionsschema und vom SMF-Typ und bestätigt den Charakter der quasi-linearen Übertragung. Die Kurven für SSMF sind im Gegensatz zu denen für NZDSF leicht asymmetrisch, doch sind die Abweichungen der EOP bei Betrachtung aller Kurven relativ klein und kommen der dem linearen Fall entsprechenden sehr nahe. Wird eine Restdispersion von ± 1 ps/nm deutlich überschritten, verringert sich die Augenöffnung am Empfänger verglichen mit der am Sender um circa 20 % gegenüber vollständiger Dispersionskompensation. Dieser Wert entspricht einer gesamten Längenabweichung vom Optimum von ungefähr 10 m bei einer DCF, 63 m bei einer SSMF oder 235 m bei einer NZDSF. Bei einer größeren Pulsbreite und dem damit verbundenem schmalen Spektrum ergibt sich eine in der gleichen Größenordnung liegende, größere Dispersionstoleranz. Je kleiner die Pulsbreite ist, umso deutlicher tritt das quasi-lineare Übertragungsverhalten auch bei hohen Leistungen hervor [8], und die Dispersionstoleranz verhält sich immer ähnlicher derjenigen bei (hier hypothetischer) linearer Übertragung. Der Einfluss der Bitrate skaliert sich mit ihrem Quadrat [2], was die Wirkung der Dispersion angeht, und ist daher der ausschlaggebende Faktor. Eine exakte Anpassung der dispersionskompensierenden Module ist in jedem Fall ein kritisches Moment für die Übertragung von 160 Gbit/s und erfordert praktisch wegen Parameteränderungen aufgrund von Temperaturschwankungen den Einsatz von adaptiver Dispersionskompensation innerhalb von Netzwerken.

Durch den mit zunehmender Bitrate erhöhten Einfluss der Dispersion dritter Ordnung wird dieser Sachverhalt noch komplizierter. Abbildung 5.3 zeigt den Verlauf der EOP über der Restdispersionssteigung am Beispiel einer 4×80 km SSMF Über-

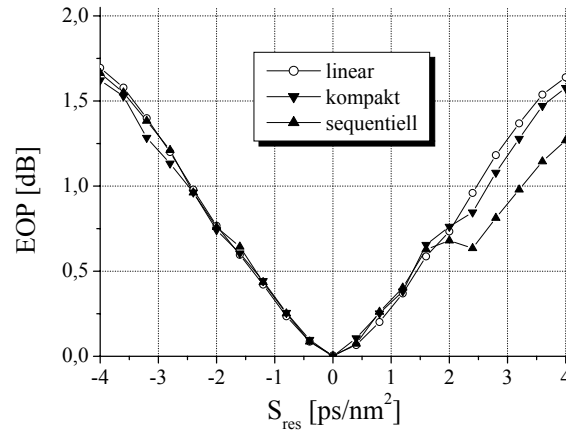


Abbildung 5.3: EOP über Restdispersionssteigung einer 4×80 km SSMF Übertragungsstrecke mit reiner Nachkompensation bei einer Pulsbreite von 1,3 ps und einer SSMF-Eingangsleistung von 7 dBm (ohne Rauschen), normiert auf die minimale EOP

tragsstrecke für sequentielle und kompakte Dispersionskompensation mit reiner Nachkompensation bei optimaler Kompensation der Dispersion der SSMF. Die Kurven wurden auch hier auf die minimal erreichbare EOP normiert. Die Restdispersionssteigung wurde durch die Variation der Dispersionssteigung der DCF eingestellt. Die vollständige Kompensation der Dispersionssteigung liefert die minimale Signaldegradation. Über einen weiten Bereich an Restdispersionssteigung entspricht die Verkleinerung der Augenöffnung durch Fehlanpassung derjenigen der hypothetischen linearen Übertragung ($\gamma = 0 \text{ (Wkm)}^{-1}$). Nur bei einer Unterkompensation von mehr als 2 ps/nm^2 kommt es bei sequentieller Dispersionskompensation zu einer leichten Verbesserung gegenüber dem linearen Fall, was eine Kompensation der Dispersionssteigung durch SPM über mehrere unkompensierte kaskadierte SSMFs nahe legt. Soll ein Anstieg der EOP um mehr als 1 dB durch Fehlkompensation vermieden werden, darf der Betrag der Restdispersionssteigung im allgemeinen $2,5 \text{ ps/nm}^2$ nicht überschreiten. Diesen Wert von akkumulierter Restdispersion weisen eine SSMF oder eine NZDSF von 50 km Länge oder eine DCF mit einer Dispersionssteigung von $-0,3 \text{ ps/(nm}^2 \text{ km)}$ von 8 km Länge auf. Was auf Anhieb aufgrund des großen Spielraums an Länge nicht schwierig erscheint, erweist sich als komplizierter, wenn bedacht wird, dass Dispersion und Dispersionssteigung einer Faser fest und nicht unabhängig voneinander einstellbar sind. Bei der Übertragung von 160 Gbit/s muss die DCF demnach ein Verhältnis von Dispersion zu Dispersionssteigung aufweisen, das dem der SMF genügend nahe kommt, um bei der Kompensation der Dispersion über die DCF-Länge auch die Dispersionssteigung hinreichend gut zu kompensieren. Da die Simulation den Vorteil bietet, losgelöst von praktischen Erwägungen beliebige Pa-

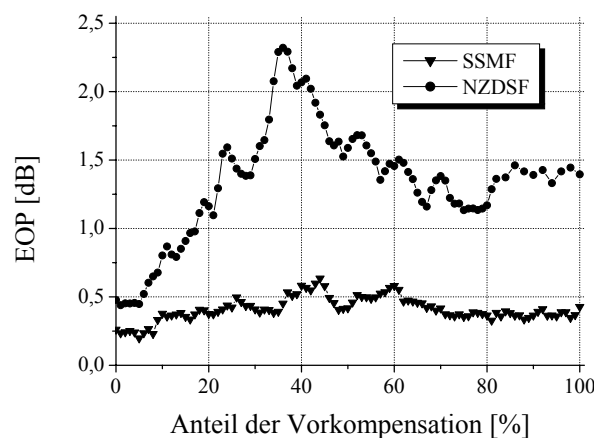


Abbildung 5.4: EOP über Anteil der Vorkompensation einer 160 km Übertragungsstrecke bei einer SMF-Eingangseistung von 10 dBm (ohne Rauschen)

rametereinstellungen vornehmen zu können, werden bei den folgenden Simulationen Dispersion und Dispersionssteigung optimal, d.h. zu jeweils zu exakt hundert Prozent, kompensiert.

5.1.2 Dispersionskompensationsschemata

Im folgenden werden Ergebnisse für verschiedene Dispersionskompensationsschemata vorgestellt. Abbildung 5.4 zeigt die EOP über dem Anteil an Vorkompensation für eine einzelne 160 km lange SSMF beziehungsweise NZDSF. Eine Vorkompensation von 100 % entspricht der akkumulierten Dispersion von 160 km SMF. Die Übertragung über SSMF zeigt über den gesamten Bereich eine deutlich geringere Signaldegradation als diejenige über NZDSF. Ein Anteil von ungefähr 5 % Vorkompensation für SSMF und ungefähr 1 % für NZDSF liefert jeweils eine minimale EOP. Die EOP im Bereich kleiner Vorkompensation ist in beiden Fällen gering (0,2 - 0,5 dB), und die Differenz zur EOP bei reiner Nachkompensation ist vernachlässigbar. Es bietet sich demnach an, pauschal Nachkompensation zu verwenden und die Übertragung im Einzelfall für einen speziellen Fasertyp durch eine geringe Vorkompensation zu optimieren.

Werden mehrere SMFs kaskadiert, kann die Strecke wie oben beschrieben entweder mit sequentieller oder mit kompakter Dispersionskompensation aufgebaut werden. In Abbildung 5.5 ist die EOP in Abhängigkeit von dem Anteil an Vorkompensation für 4×80 km SSMF beziehungsweise NZDSF mit jeweils beiden Dispersionskompensationsschemata aufgetragen. Eine Vorkompensation von 100 % entspricht bei sequentieller Kompensation der akkumulierten Dispersion von 80 km SMF und bei kompakter Kompensation 320 km SMF. Bei Betrachtung von sequentieller Kompensation liefert

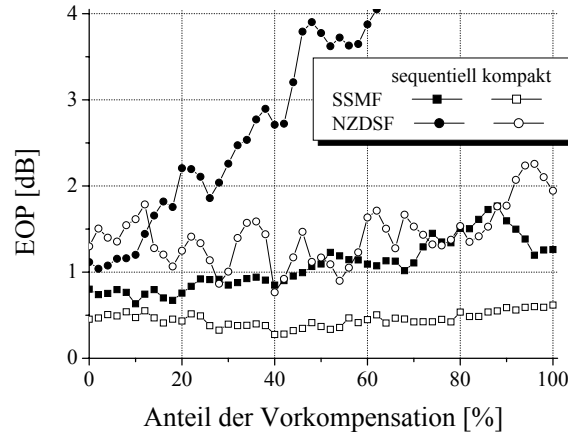


Abbildung 5.5: EOP über Anteil der Vorkompensation einer 4×80 km Übertragungsstrecke bei einer SMF-Eingangseistung von 7 dBm (ohne Rauschen)

die SSMF im allgemeinen eine deutlich geringere EOP als die NZDSF. Ab circa 60 % Vorkompensation liegt die EOP für NZDSF über 4 dB. Nur bei einem Anteil von über 70 % an Vorkompensation wird die Übertragung über SSMF stärker gestört als die über NZDSF bei einer Vorkompensation unter circa 10 %. Unabhängig davon, ob der absolute oder der relativer Anteil an Vorkompensation herangezogen wird, liefert die SSMF beim gleichen Wert jeweils ein besseres Ergebnis. Die minimale EOP bei sequentieller Kompensation tritt für SSMF bei ungefähr 10 % und für NZDSF bei ungefähr 2 % auf, wobei Schwankungen der EOP im Bereich kleiner Vorkompensation wiederum deutlich niedriger ausfallen als Schwankungen über den gesamten Bereich der Vorkompensation. Ausgehend von kompakter Kompensation weist die SSMF durchgehend eine kleinere EOP auf als die NZDSF. Das Optimum für SSMF liegt mit 0,3 dB bei ungefähr 2050 ps/nm Vorkompensation und für NZDSF bei ungefähr 540 ps/nm Vorkompensation. Dies entspricht in beiden Fällen einem Anteil an Vorkompensation von 40 %. Wegen der allgemein geringeren Störungen auf das Signal ist die Übertragung über SSMF deutlich weniger sensitiv hinsichtlich einer Änderung der Vorkompensation. Dementsprechend ist auch beim Vergleich aller vier Übertragungsstrecken mit Vorsicht zu bewerten, dass die NZDSF mit kompakter Kompensation teilweise eine kleinere EOP aufweist als die SSMF mit sequentieller Dispersionskompensation. Dieser Vorteil der NZDSF gegenüber der SSMF tritt nur in speziellen Fällen auf und soll daher hinsichtlich allgemeiner Designregeln nicht weiter betont werden.

Bezogen auf die SSMF erlaubt die kompakte Dispersionskompensation durchgehend eine bessere Übertragungsqualität als die sequentielle. Durch die extreme Verbreiterung der Pulse im kompakten Fall werden Spitzenleistungen durch Überlagerung nur am Anfang der ersten SSMF und nicht wie bei sequentieller Dispersions-

kompensation am Anfang jeder SMF erreicht, was zu einem geringeren Einfluss des Kerr-Effekts führt. Dies gilt prinzipiell auch für die weniger dispersive Übertragung über die NZDSF. Lediglich in dem Bereich von bis zu 12 % Vorkompensation ergibt sich eine kleinere EOP für sequentielle Kompensation. Die Differenz fällt allerdings geringer aus als diejenige bei einem größeren Anteil an Vorkompensation zugunsten der kompakten Kompensation. Allgemein ist die kompakte Kompensation bei quasi-linearer Übertragung der sequentiellen Kompensation vorzuziehen. (Dies wurde für die hier untersuchten Kompensationsschemata später durch [130] bestätigt.) Während bei 40 Gbit/s Übertragung mit großem Tastverhältnis über Fasern mit niedriger Dispersion diese Voraussetzung unter Umständen nicht erfüllt ist und anderslautende Ergebnisse zu finden sind [126], liegt 160 Gbit/s Übertragung über dispersive Faser grundsätzlich im quasi-linearen Bereich. Rückblickend auf die Untersuchungen zur Restdispersion (vergleiche Abbildung 5.2) bleibt zu bemerken, dass die vorteilhaften Übertragungseigenschaften der SSMF beziehungsweise die der kompakten Dispersionskompensation bei 160 Gbit/s derart stark überwiegen, dass kleine Unterschiede bei nicht-idealer Dispersionskompensation dies nicht aufheben können.

Die teilweise starke Abhängigkeit der EOP von dem Anteil an Vorkompensation beruht auf IXPM und vor allem auf IFWM. Amplituden-Jitter und Geisterpulse sind die ausschlaggebenden Störungen, wie auch in Abschnitt 4.1 für kleine Pulsbreiten gezeigt wurde. Vor allem die starke Oszillation der EOP bei einer Übertragung über NZDSF mit kompakter Dispersionskompensation, bei der allerdings keine eindeutige Periodizität feststellbar ist, weist auf eine hohe Sensitivität gegenüber der individuellen Überlappung der Pulse im Rahmen der dispersiven Pulsverbreiterung hin. Eine Art dispersions- und kompensationsabhängiges Muster der Pulsüberlagerung auf der Strecke führt zu jeweils größerer oder kleinerer Anfälligkeit für nichtlineare Effekte. Diese fällt bei kompakter Kompensation wegen der kontinuierlichen Pulsverbreiterung über die gesamte Strecke größer aus als bei sequentieller Kompensation. Die hier vorgestellten Ergebnisse ergänzen sich mit denen in [71, 72] für die Übertragung von 40 Gbit/s mit kompakter Dispersionskompensation und Zwischenverstärkern. Dort erfolgt eine isolierte Betrachtung von zeitlichem Jitter und Amplituden-Jitter durch eine analytische Näherung für die Übertragung von Gauß-Pulsen mit Hilfe des Störungsansatzes. Beide Effekte für sich betrachtet weisen periodische Schwankungen des jeweiligen Auswertekriteriums in Abhängigkeit von der Vorkompensation auf und liefern auf diese Weise eine phänomenologische Bestätigung für das Auftreten starker Schwankungen der EOP bezüglich des Anteils an Vorkompensation. Dass in Abbildung 5.5 kaum eine Periodizität zu erkennen ist, kann sowohl auf die durch das Zusammenwirken der einzelnen Effekte bedingte Verringerung der Augenöffnung und die unterschiedlichen Übertragungseigenschaften von Gauß-Pulsen und Sekanshyperbolikus-Pulsen zurückzuführen sein als auch auf die verschiedene physikalische Beschreibung der Übertragung. Numerik und Störungsansatz basieren beide auf der Nichtlinearen Schrödingergleichung, doch während die Numerik die Gleichung direkt löst, nutzt der Störungsansatz physikalische Vereinfachungen zur

analytischen Lösung. Numerische Simulationen werden daher als Referenz herangezogen, zeigen aber nur bedingt eine quantitative Übereinstimmung. Immerhin liefert die in [72] gegebene Näherung für die optimale Vorkompensation hinsichtlich IFWM Werte, die mit den hier für eine 160 Gbit/s Übertragung über 160 km und über 4×80 km numerisch gewonnenen recht gut übereinstimmen. Es kann bislang jedoch anschaulich keine Erklärung gegeben werden, warum die optimale Vorkompensation unabhängig von der Dispersion der SMF ist und woraus sich der Wert der Periodizität der Schwankungen des Amplituden-Jitters beziehungsweise des zeitlichen Jitters herleitet.

Relative Angaben der Vor- und Nachkompensation sind in der Literatur durchaus üblich. Diese Darstellung wurde gewählt, um eine möglichst kompakte Darstellung über den jeweils gesamten möglichen Bereich der zu variierenden akkumulierten Dispersion zu erhalten. Die bei 4×80 km und sequentieller Kompensation 100 % entsprechende akkumulierte Dispersion ist beispielsweise identisch mit der bei 160 km 50 % entsprechenden. Aus dem Vergleich der Abbildungen 5.4 und 5.5 ergibt sich anhand des Kurvenverlaufes für sequentielle Kompensation allerdings eine Abhängigkeit der EOP von den absoluten Werten der Vorkompensation für eine bestimmte SMF. Unabhängig von der Anzahl und der Länge der SMFs bestimmt die akkumulierte Dispersion der ersten DCF das Ausmaß der Signalstörungen. Da in dem zu Grunde gelegten Systemaufbau die mittleren DCFs jeweils die akkumulierte Dispersion einer SMF kompensieren, weist jedes Segment denselben Wert an Vorkompensation auf. Die Störungen bei der Übertragung über ein Segment fallen jeweils ähnlich aus, weshalb die Anzahl der Segmente bezüglich der Vorkompensation keine Rolle spielt. Die Länge der einzelnen SMFs fällt hinsichtlich der Interaktion von Dispersion und Kerr-Effekt nicht ins Gewicht, so lange diese mehr als ungefähr 20 km beträgt, da die Leistung nur am Anfang einer Faser groß genug für eine Störung durch den Kerr-Effekt ist.

Bezüglich sequentieller Dispersionskompensation gilt auch hier, dass Systeme mit dem gleichen Wert des Produktes aus SMF-Anzahl und SMF-Eingangsleistung die gleiche EOP aufweisen, wenn dieselbe SMF verwendet wird (vergleiche [114]). Die EOP bei 4×80 km SMF mit einer SMF-Eingangsleistung von 7 dBm entspräche demnach derjenigen bei 1×160 km SMF mit einer SMF-Eingangsleistung von 13 dBm. Eine Skalierbarkeit über die Dispersion konnte nicht nachgewiesen werden. Wie auch in Abschnitt 4.1 führt eine Vergrößerung der Pulsbreite zu einer gleichmäßig höheren EOP, ohne den qualitativen Verlauf der EOP über dem Anteil der Vorkompensation zu beeinflussen, wie Abbildung 5.6 am Beispiel einer Übertragung über 160 km NZDSF zeigt. (Die Kurven für NZDSF-Übertragung mit einer Pulsbreite von 1,3 ps in den Abbildungen 5.4 und 5.6 sind identisch.)

Der Vollständigkeit halber soll die Übertragungsqualität bei einem negativen Anteil an Vorkompensation, entsprechend einer Vorverzerrung des Signals am Sender durch eine SMF anstelle einer DCF bei kleiner Leistung, untersucht werden. Dafür wird beispielhaft eine 4×80 km SSMF-Strecke mit sequentieller Dispersionskompen-

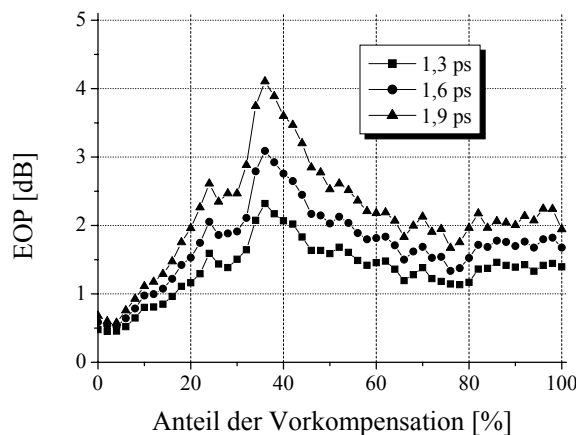


Abbildung 5.6: EOP über Anteil der Vorkompensation einer 160 km NZDSF Übertragungsstrecke bei einer NZDSF-Eingangsleistung von 10 dBm für verschiedene Pulsbreiten (ohne Rauschen)

sation zu Grunde gelegt. Zusätzlich zu Abbildung 5.1 b) wird am Anfang der Strecke eine weitere SSMF variabler Länge eingefügt, deren zusätzliche Dispersion durch eine entsprechende Verlängerung der letzten DCF kompensiert wird. Den Aufbau der Strecke sowie die EOP über der Länge der zur Vorverzerrung genutzten SSMF zeigt Abbildung 5.7. (Beim Inset handelt es sich dabei um die EOP über einem erweiterten Bereich der SSMF-Länge.) Es kann keine Verbesserung der Übertragung durch dieses Vorgehen, das verglichen mit vollständiger Nachkompensation in jedem Fall zu einer erhöhten EOP führt, festgestellt werden. Während es bei Vorkompensation zu einer Kompression der Pulse am Anfang der Strecke kommt, hat die Vorverzerrung einen ähnlichen Effekt, als würden Pulse mit Chirp, größerer Pulsbreite und kleinerer Pulsspitzenleistung in die 4×80 km SSMF-Strecke eingespeist werden. Mit steigender Pulsbreite nimmt bei quasi-linearer Übertragung im allgemeinen allerdings die Übertragungsqualität ab. Die Auswirkungen der Pulsbreite auf die Übertragung scheinen die des zusätzlichen Chirps, der wegen des damit einhergehenden verbreiterten Signalspektrums [2] unter Umständen zu deren Verbesserung führen könnte, zu überwiegen. So kann eine monoton steigende EOP für kleine SSMF-Längen erklärt werden. Die Schwankungen der EOP bei größeren SSMF-Längen können mit einer sich durch die dispersive Vorverzerrung verändernden Pulsform der ursprünglich sekanshyperbolikusgeformten Pulse in Zusammenhang gebracht werden, da eine andersartige Pulsform zu einem veränderten Übertragungsverhalten führt.

Die Ergebnisse des vorangegangenen Kapitels können dahingehend erweitert werden, dass SSMF im allgemeinen unabhängig vom Dispersionskompensationsschema besser für die Übertragung von 160 Gbit/s geeignet ist als NZDSF. Wie gezeigt, liefert Nachkompensation oder ein kleiner Anteil an Vorkompensation bei sequentieller

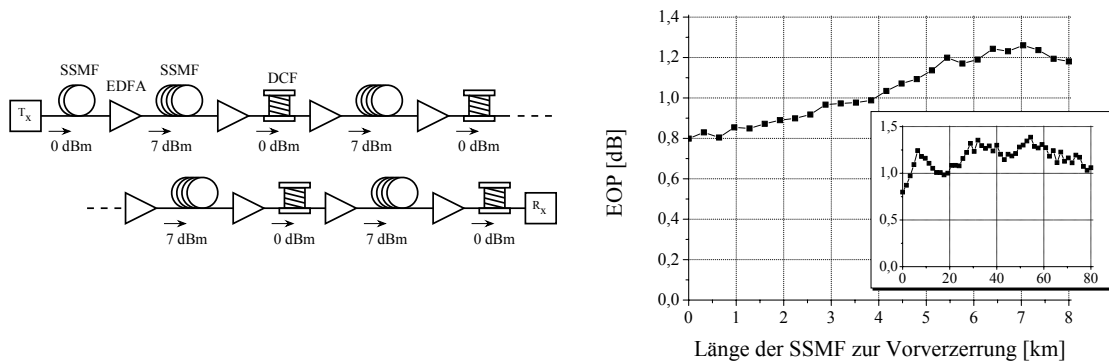


Abbildung 5.7: EOP über der Länge der zur Vorverzerrung genutzten SSMF am Anfang einer sequentiell kompensierten 4×80 km SSMF-Strecke

Dispersionskompensation und ein großer Anteil an Vorkompensation bei kompakter Dispersionskompensation die beste Übertragungsqualität. Aufgrund der allgemein niedrigen EOP bei der Übertragung über SSMF bei kompakter Kompensation stellt der Anteil an Vorkompensation hier jedoch keine kritische Größe dar. Exemplarisch wird im folgenden eine 160 Gbit/s Übertragung über 4×80 km SSMF mit reiner Nachkompensation für sowohl sequentielle als auch kompakte Dispersionskompensation inklusive Rauschen vorgestellt. Abweichend von Abbildung 5.1 c) wird die empfängerseitige DCF derart durch Zwischenverstärker unterbrochen, dass die Länge der Fasern und die Anzahl der EDFAs in beiden Systemen identisch ist. Die Rauschzahl der EDFA beträgt 4 dB. In Abbildung 5.8 ist die EOP in Abhängigkeit von der mittleren SSMF-Eingangsleistung dargestellt. Die kompakte Kompensation weist auch unter Berücksichtigung des Rauschens bei jeweils gleicher Leistung eine kleinere Signaldegradation auf als die sequentielle. Das Optimum der Eingangsleistung verschiebt sich für kompakte Dispersionskompensation von 5 dBm zu 7 dBm gegenüber der sequentiellen. Wird eine bestimmte obere EOP-Grenze gesetzt, ist der Leistungsbereich, in dem diese Bedingung erfüllt wird, bei kompakter Kompensation größer als bei sequentieller, wobei die Mitte dieses Bereiches jeweils ungefähr bei der gleichen Leistung liegt. Bei hoher Leistung ist dies auf eine geringere Anfälligkeit für den Kerr-Effekt zurückzuführen, wie die Kurven für den rauschfreien Fall bestätigen. Bei niedriger Leistung ist die Differenz der EOP in den unterschiedlichen Gesamttrauschnzahlen beider Systeme begründet. (Im rauschfreien Fall ist der Unterschied von 0,1 dB auf numerische Fehler zurückzuführen.)

Basierend auf den vorgestellten Simulationsergebnissen kann eine Empfehlung zum einen zugunsten von SSMF und zum anderen zugunsten von einer kompakten Kompensation der chromatischen Dispersion gegeben werden. Ausgehend von dem Vergleich der beiden für die zwei am häufigsten eingesetzten Fasertypen exemplarischen Übertragungsfasern lautet die Richtlinie, eine SMF mit hoher Dispersion einzusetzen

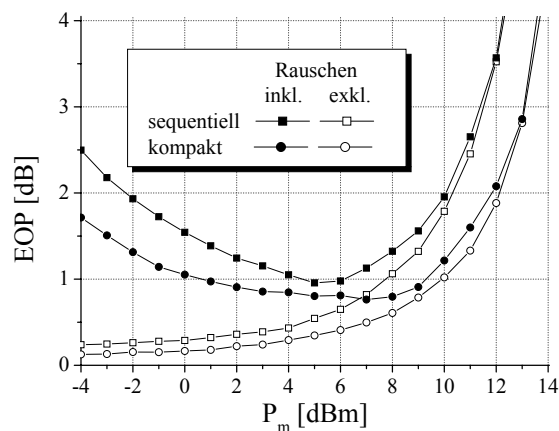


Abbildung 5.8: EOP über SSMF Eingangsleistung einer 4×80 km SSMF Übertragungsstrecke mit reiner Nachkompensation

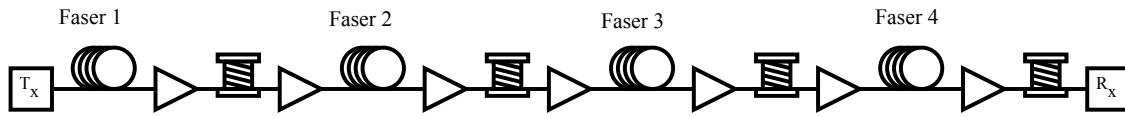
zen. Hinsichtlich kompakter Dispersionskompensation bleibt zu bemerken, dass dieses Verfahren praktisch selbst in transparenten Netzwerken nur für eine Strecke zwischen zwei Knoten geeignet ist. Eine Erweiterung auf eine Verbindung über mehrere Knoten ist nicht sinnvoll, da die Dispersionskompensation am Empfänger kanalweise in Abhängigkeit von dem vom Signal zurückgelegten gesamten Pfad vorzunehmen wäre.

5.2 Kaskadierung verschiedener Fasertypen

Zur Untersuchung des Übertragungsverhaltens verschiedener kaskadierter Fasertypen wird sowohl auf sequentielle als auch kompakte Dispersionskompensation zurückgegriffen. Die Systeme und die sich darauf beziehende Notation der Faserreihenfolge werden in Abbildung 5.9 dargestellt. Es handelt sich abermals um Übertragungsstrecken von 4×80 km, und sowohl bei sequentieller als auch kompakter Dispersionskompensation liegt vollständige Nachkompensation vor. Die Angabe der Faserreihenfolge erfolgt in der Form "abcd", wobei die Faserparameter und die Faserbezeichnungen Tabelle 5.2 zu entnehmen sind. Die DCF ist allen Systemen gemein und hat die gleichen Eigenschaften wie im vorangegangenen Abschnitt. Die DCF-Eingangsleistung beträgt in allen Fällen 0 dBm. Rauschen wird ebenfalls nicht berücksichtigt. Sender und Empfänger sind wie im vorangegangenen Abschnitt modelliert. Allerdings wird die EOP an dieser Stelle in einem Fenster von 20 % der Bitdauer entsprechend EOP_{rel} ausgewertet.

Abbildung 5.10 zeigt die EOP über der mittleren SMF-Eingangsleistung für eine Signalübertragung über drei SSMFs und eine NZDSF bei sequentieller Kompensation. Zum Vergleich ist die EOP für jeweils vier SSMF oder NZDSF eingetragen.

Sequentielle Dispersionskompensation



Kompakte Dispersionskompensation

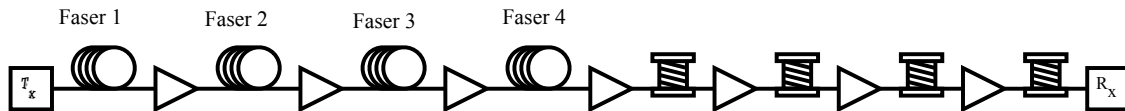


Abbildung 5.9: Einkanalübertragung von 160 Gbit/s über 4×80 km zur Untersuchung der Kaskadierung verschiedener Fasertypen

	α [dB/km]	D [ps/(nm km)]	S [ps/(nm ² km)]	γ [1/(W km)]
Typ 1: SSMF	0,2	16	0,05	1,32
Typ 2: NZDSF	0,23	4	0,05	1,92

Tabelle 5.2: Faserparameter

Erwartungsgemäß weist eine reine NZDSF-Strecke eine viel größere Signalstörung auf als eine reine SSMF-Strecke. Das Austauschen einer SSMF durch eine NZDSF in einer zuvor reinen SSMF-Strecke führt allerdings nicht zu einer erhöhten EOP dieser gegenüber, sondern zu der gleichen oder sogar zu einer leicht niedrigeren EOP. In Abbildung 5.11 ist die EOP über der mittleren SMF-Eingangsleistung für eine Signalübertragung über je zwei SSMFs und NZDSFs bei sequentieller Kompensation dargestellt. Die EOP für die aus SSMF und NZDSF aufgebauten Strecken liegt auf oder leicht über der für reine SSMF-Übertragung. In beiden Grafiken zeigt sich bei hohen Leistungen die Tendenz, dass die EOP umso niedriger ausfällt, je weiter hinten die NZDSFs in der Strecke platziert sind. Die Lage der Kurven ist allerdings nur bedingt aussagekräftig, da eine Differenz von bis zu 0,1 dB auf numerische Fehler zurückzuführen sein kann. Dies wird im Bereich kleiner Leistungen, in dem der Einfluss der Nichtlinearität verschwindend gering ist, durch den unregelmäßigen Verlauf der Kurven bestätigt. (Die kleinen nichtlinearen Störungen in der DCF haben keinen Einfluss auf das beobachtete Verhalten, wie Simulationen mit einem zu Null gesetzten Nichtlinearitätskoeffizienten der DCF zeigen.)

Bei kompakter Kompensation ergibt sich die in Abbildung 5.12 dargestellte EOP über der mittleren SMF-Eingangsleistung für eine Signalübertragung über drei SSMFs und eine NZDSF sowie über vier SSMFs oder NZDSFs. Bei kleinen Leistungen liegen die Abweichungen der Kurven wiederum im Rahmen des numerischen Fehlers, bei hohen Leistungen allerdings darüber. Eine NZDSF am Anfang der Über-

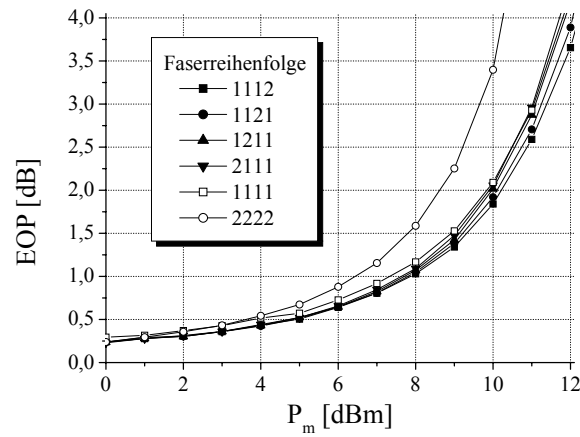


Abbildung 5.10: EOP über mittlerer SMF-Eingangsleistung einer 4×80 km Übertragungsstrecke mit sequentieller Nachkompensation für drei SSMFs und einer NZDSF sowie jeweils vier SSMFs und NZDSFs zum Vergleich

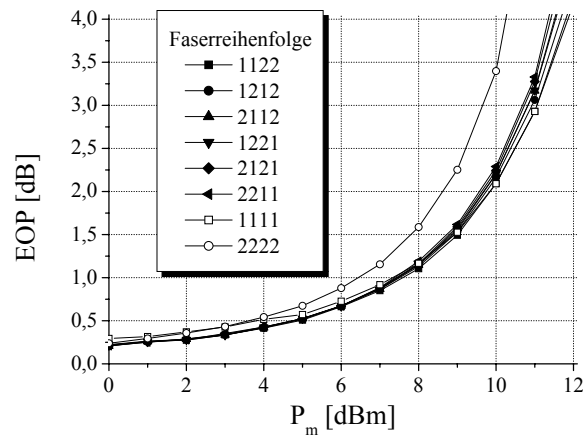


Abbildung 5.11: EOP über mittlerer SMF-Eingangsleistung einer 4×80 km Übertragungsstrecke mit sequentieller Nachkompensation für jeweils zwei SSMFs und NZDSFs sowie jeweils vier SSMFs und NZDSFs zum Vergleich

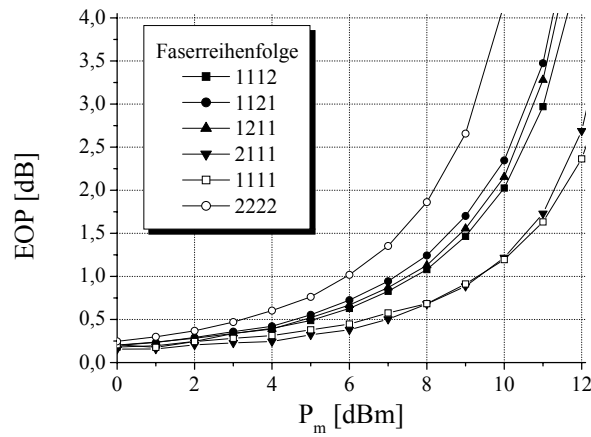


Abbildung 5.12: EOP über mittlerer SMF-Eingangsleistung einer 4×80 km Übertragungsstrecke mit kompakter Nachkompensation für drei SSMFs und einer NZDSF sowie jeweils vier SSMFs und NZDSFs zum Vergleich

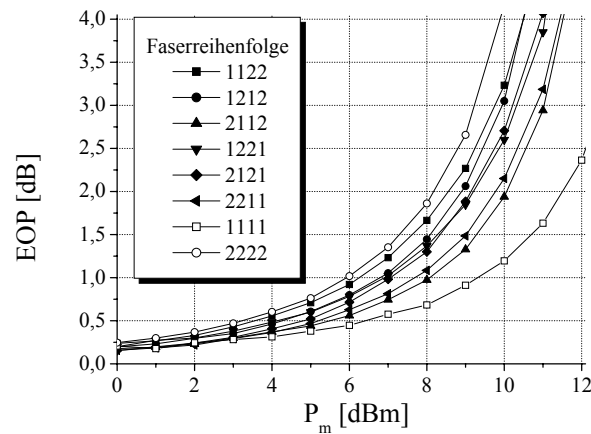


Abbildung 5.13: EOP über mittlerer SMF-Eingangsleistung einer 4×80 km Übertragungsstrecke mit kompakter Nachkompensation für jeweils zwei SSMFs und NZDSFs sowie jeweils vier SSMFs und NZDSFs zum Vergleich

tragungsstrecke, der drei SSMFs folgen, führt zu ungefähr der gleichen Augenöffnung wie vier SSMFs in Folge. Wird die NZDSF jedoch an einer anderen Stelle platziert, steigt die EOP deutlich an und liegt zwischen den Werten für jeweils homogene Strecken. Ein Zusammenhang zwischen der Lage der NZDSF und dem Wert der EOP ist nicht ersichtlich. Kompakte Kompensation weist damit ein anderes Verhalten als sequentielle Kompensation auf. Abbildung 5.13 zeigt die EOP über der mittleren SMF-Eingangsleistung für eine Strecke aus je zwei SSMFs und NZDSFs bei kompakter Kompensation. Die Verwendung der Fasertypen je zur Hälfte ergibt einen EOP-Wert, der in einem weiten Bereich zwischen denen für die homogenen Übertragungsstrecken liegt. Strecken mit einer NZDSF am Anfang liefern insgesamt kleinere EOPs als jene mit einer SSMF am Anfang. Die Spanne der EOP-Werte ist hier so hoch, dass eindeutig von einer physikalischen und nicht nur von einer numerischen Ursache der Abhängigkeit der Übertragungsqualität von der Reihenfolge der Lichtwellenleiter ausgegangen werden muss.

Die vorliegenden Ergebnisse legen nahe, dass ein Rückschluss auf die Signaldegradation auf einer heterogenen Übertragungsstrecke ausgehend von der Signaldegradation auf jeweils homogenen Übertragungsstrecken bestehend aus den verwendeten Fasertypen nur bedingt möglich ist. Werden mehrere Fasern eingesetzt, die sich für sich genommen nicht so gut wie die anderen für die Signalübertragung eignen, gibt es eine Tendenz zur Verschlechterung der Übertragungsqualität. Allerdings kann eine einzelne andersartige Faser unter Umständen eine Verbesserung der Übertragungsqualität bewirken. Die Unterschiede der EOP-Werte in Abhängigkeit von der Reihenfolge sind bei kompakter größer als bei sequentieller Dispersionskompensation. Dies ist nicht überraschend, wenn bedacht wird, dass die sequentielle Kompensation eine Periodizität der Dispersion aufweist und am Anfang jeder SMF eine ähnliche, wenn auch wegen der nichtlinearen Störung nicht identische, Pulsform ausweist, wohingegen bei kompakter Kompensation die Pulsform am Anfang jeder SMF unterschiedlich ausfällt.

Eine anschauliche Erklärung für die mögliche Verbesserung der Übertragung auf einer heterogenen Übertragungsstrecke liefert der Störungsansatz für die quasi-lineare Übertragung (vergleiche Abschnitt 2.2.4.2). Der Leistungsverlauf am Empfänger ergibt sich aus dem gedämpften und verstärkten dispersiven Signal $A_0(L, T)$ am Ende der gesamten aus M SMF und DCF bestehenden Übertragungsstrecke L und den jeweils in den SMF durch die Interaktion von Dispersion und Kerr-Effekt entstandenen additiven Störungen $\Delta A_i(L, T)$ zu

$$P_{\text{sig}}(T) = \left| A_0(L, T) + \sum_{i=1}^M \Delta A_i(L, T) \right|^2 \quad (5.1)$$

Die Störterme sind wie die Einhüllende komplex. Je nach Faserdispersion, Nichtlinearitätskoeffizient und Kompensationsschema ergeben sich individuelle einzelne Störterme, deren Summe zu einer mehr oder minder großen Degradation des de-

tektierten Leistungsverlaufes führt. Kompakte Kompensation führt zum Beispiel zu M verschiedenen Störtermen. Bei der Übertragung über mehrere Fasern des gleichen Typs bei sequentieller Kompensation entstehen nach diesem Ansatz jeweils die gleichen Störterme je Faser, so dass es zu einer konstruktiven Überlagerung kommt. Wird eine Faser durch eine andere, auf der die Übertragung relativ betrachtet stärker gestört wird, ausgetauscht, weist aber der entsprechende Störterm eine andere Phasenlage auf, so kann die Addition der Störterme letztendlich in einer geringeren Gesamtstörung resultieren.

Dieses Modell erlaubt keine Erklärung für die Abhängigkeit der gesamten Signalstörung von der Reihenfolge der Fasertypen bei sequentieller Kompensation. Da das Signal in jedem Segment durch Störungen verändert wird, ergibt sich am Anfang des jeweils nächsten Segmentes eine andere Signalform als am Anfang des vorherigen Segmentes. Diese Änderung des zeitlichen Signalverlaufes ist stark genug, dass sich aufgrund einer veränderten Ausgangslage die Störungen im nächsten Segment nicht auf die gleiche Weise auswirken. Die Abweichungen der EOP durch Vertauschen der Reihenfolge der Fasern liegt in der gleichen Größenordnung wie Abweichungen der EOP durch Austausch einer einzelnen Faser. Die Reihenfolge der Fasern spielt demnach eine nicht zu vernachlässigende Rolle und weist eine Grenze der Aussagekraft des Störungsansatzes auf. Selbst bei der als quasi-linear oder pseudo-linear bezeichneten Übertragung von hohen Bitraten und schmalen Pulsen darf der Einfluss nichtlinearer Effekte nicht unterschätzt werden. Simulationen haben in diesem Zusammenhang den Vorteil, dass deren Ergebnisse im Vergleich zu denen von analytischen Näherungen wie dem Störungsansatz weniger durch eine Vereinfachung der physikalischen Effekte betroffen sind.

Detaillierte Aussagen über heterogene Übertragungsstrecken setzen umfangreiche und daher enormen Rechenaufwand erfordernde Parameterstudien im Rahmen von numerischen Simulationen voraus, wofür in dieser Arbeit die Ressourcen fehlten. Aus den vorliegenden Simulationsdaten kann allerdings die Prognose abgeleitet werden, dass zumindest im allgemeinen aus dem Übertragungsverhalten mehrerer Fasertypen qualitativ auf das einer gemischten Strecke geschlossen werden kann. Je mehr Fasern eingesetzt werden, die für sich genommen ein schlechteres Übertragungsverhalten aufweisen, umso mehr verschlechtert sich tendenziell das Übertragungsverhalten der gesamten Strecke. Im einzelnen kann die Übertragungsqualität bei Kaskadierung verschiedener Fasertypen recht individuell ausfallen.

6 Zusammenfassung

Die vorliegende Arbeit stellt einen Beitrag zum Entwurf zukünftiger hochbitratiger optischer Kommunikationssysteme dar. Es wurden optische 160 Gbit/s TDM- und WDM-Übertragungssysteme hinsichtlich des Dispersionsmanagements untersucht und Richtlinien für das Systemdesign gegeben. Der Schwerpunkt lag auf der grundlegenden, systematischen Untersuchung der Interaktion von chromatischer Dispersion und Kerr-Effekt bei der Übertragung hoher Kanaldatenraten über Lichtwellenleiter. Dabei wurde deutlich, dass bei einer solch hohen Kanaldatenrate Störungen durch Selbstphasenmodulation in Form von Intra-Channel Effects eine neue Form annehmen.

Im Anschluss an die Darstellung der Grundlagen wurden verschiedene Bewertungskriterien vorgestellt und diskutiert. Die Eye-Opening Penalty unterliegt nicht wie der Q -Faktor einer für die Bewertung der nichtlinearen Effekte problematischen Schätzung der Statistik und wurde daher bevorzugt zur Auswertung der numerischen Simulationen verwandt.

Bei stark dispersiver Übertragung verursachen die vom Bitmuster abhängigen, nichtlinearen Intra-Channel Effects eine Signalstörung durch zeitlichen Jitter und durch Geisterpulse. Wie stark letztere ausgeprägt sind, hängt sowohl von der chromatischen Dispersion als auch von der Bitrate ab. Eine entsprechende Normierung ermöglicht allgemein gehaltene Aussagen. Besonders von Interesse sind hohe Datenraten von 40 Gbit/s und 160 Gbit/s. Bei 40 Gbit/s TDM-Übertragung oder $N \times 40$ Gbit/s WDM-Übertragung mit großem Kanalabstand ist eine Faser mit moderater Dispersion, wie zum Beispiel NZDSF, zu empfehlen, bei $N \times 40$ Gbit/s DWDM-Übertragung mit kleinem Kanalabstand dagegen eine Faser mit größtmöglicher Dispersion. Für Systeme mit einer Kanaldatenrate von $N \times 160$ Gbit/s ist grundsätzlich eine Faser mit größtmöglicher Dispersion vorteilhaft. Diese Bedingung erfüllt die Standard-Einmodenfaser derzeit am besten. Für eine qualitativ gute Übertragung von noch höheren Bitraten wird eine Faser mit einer entsprechend größeren Dispersion zu wählen sein. Die Verringerung der Pulsbreite bringt bei hohen Bitraten grundsätzlich eine Verringerung der Signalstörungen durch nichtlineare Effekte mit sich. Bei einer Übertragung mit hoher spektraler Effizienz bedingt ein breites Signalspektrum jedoch ein lineares Übersprechen von benachbarten Kanälen, so dass ein Kompromiss hinsichtlich der Pulsbreite gefunden werden muss.

Die Dispersionstoleranz in 160 Gbit/s Systemen ist minimal. Sowohl die chromatische Dispersion als auch die chromatische Dispersionssteigung müssen kompensiert werden. Der Vergleich verschiedener Dispersionskompensationsschemata er-

gab, dass kompakte eine bessere Übertragungsqualität als sequentielle Kompensation ermöglicht. Bei sequentieller Dispersionskompensation liefert Nachkompensation im allgemeinen die besten Ergebnisse. Bei kompakter Dispersionskompensation ist die Aufteilung der Dispersionskompensation auf Vor- und Nachkompensation sinnvoll. Lichtwellenleiter mit hoher Dispersion sind unabhängig vom Kompensationsschema für 160 Gbit/s Übertragung besser geeignet als solche mit niedriger Dispersion. Bei Kaskadierung des selben Fasertyps ist ausgehend von einem einzelnen Segment eine Hochrechnung bei sequentieller Dispersionskompensation möglich. Bezüglich der Kaskadierung verschiedener Typen von Übertragungsfasern innerhalb einer Strecke kann aus dem Übertragungsverhalten einzelner Fasern tendenziell auf das der gesamten Strecke geschlossen werden. Unter Umständen ist jedoch auch eine Verbesserung der Übertragungsqualität durch das Einbringen einer einzelnen Faser mit einem abweichenden Dispersionswert zu erreichen.

Aus der vorliegenden Arbeit ergeben sich somit die folgenden allgemeine Richtlinien für die Übertragung von 160 Gbit/s:

- Geringe Pulsbreite bei TDM-Übertragung und WDM-Übertragung mit niedriger spektraler Effizienz (bis 0,4 bit/s/Hz)
- Senderseitige schmale Filterung mit steilen Flanken bei WDM-Übertragung mit hoher spektraler Effizienz (über 0,4 bit/s/Hz)
- Hohe chromatische Dispersion der Übertragungsfaser (Standardeinmodenfaser)
- Exakte Kompensation der chromatischen Dispersion zu hundert Prozent
- Kompensation der chromatischen Dispersionssteigung
- Nach Möglichkeit Einsatz von kompakter anstelle sequentieller Dispersionskompensation
- Bei sequentieller Dispersionskompensation Verwendung von Nachkompensation der Dispersion und bei kompakter Dispersionskompensation Verwendung eines hohen Anteils an Vorkompensation
- Abschätzung der gesamten Signalstörungen auf einer Strecke anhand der Störungen auf einzelnen Streckenabschnitten möglich

Damit liegen erste grundlegende Ergebnisse zur Umsetzung von Systemen mit hohen Kanaldatenraten vor. Zukünftig ist noch eine Vielzahl weiterer Gesichtspunkte zu untersuchen. Zusätzliche Optimierung hinsichtlich der Leistungsverteilung in Zusammenhang mit nichtlinearen Effekten und Rauschen sowie hinsichtlich ausgefeilterer Dispersionskompensationsschemata steht noch aus. Der Einsatz von Raman-Faserverstärkern, der wegen der verteilten Verstärkung die Möglichkeit der Verringerung der Spitzenleistung und niedrigere Rauschzahlen bietet, ist zu analysieren.

Phasenmodulation und alternative Modulationsformate sind von Interesse. Darüber hinaus führt Polarisationsmodendispersion ebenso wie chromatische Dispersion unvermeidlich zur Störung des Signals und erfordert wegen ihrer Temperaturabhängigkeit eine adaptive Kompensation.

Aufgrund der bisherigen Ergebnisse spricht die im Vergleich zu kleineren Datenraten pro Kanal weniger durch nichtlineare Effekte beeinträchtigte quasi-lineare Übertragung für die Einführung von $N \times 160$ Gbit/s Systemen. Andere Aspekte müssen allerdings noch geklärt werden, bevor eine abschließende Beurteilung möglich sein wird.

Symbolverzeichnis

Symbol	Bedeutung
$A(z, t)$	Einhüllende des elektrischen Feldes
$A(z, T)$	Einhüllende des elektrischen Feldes im mitbewegten Zeitfenster
$A(z, j\omega)$	Fourier-Transformierte der Einhüllenden
A_{eff}	Effektive Fläche des Lichtwellenleiters
B	Bitrate
B_{el}	Bandbreite eines elektrischen Filters
B_{opt}	Bandbreite eines optischen Filters
B_{ref}	Referenzbandbreite
\mathcal{B}	Normierte Ausbreitungskonstante
c	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum
D	Dispersion
D_{M}	Materialdispersion
D_{W}	Wellenleiterdispersion
D_{res}	Restdispersion
\hat{D}	Linearer Operator
\vec{E}	Reales elektrisches Feld
\vec{E}	Komplexes elektrisches Feld
e	Elektronenladung
\vec{e}_x	Einheitsvektor in x -Richtung
F	Rauschzahl
F_{ges}	Gesamtrauschzahl einer Strecke
F_{seg}	Rauschzahl eines Segmentes
$F(x, y)$	Transversale Feldverteilung
f	Frequenz
f_0	Trägerfrequenz / Mittenfrequenz
$\Delta f_{3\text{dB}}$	3dB-Bandbreite
G	Verstärkung
g_{B}	Brillouin-Gewinnkoeffizient
g_{R}	Raman-Gewinnkoeffizient
$H(z, j\omega)$	Übertragungsfunktion
h	Plancksches Wirkungsquantum
I_{S}	Entscheidungsschwelle
I_{sig}	Elektrischer Signalphotostrom

Symbol	Bedeutung
\bar{i}_0	Mittelwert der Amplitude einer Null
\bar{i}_1	Mittelwert der Amplitude einer Eins
k	Wellenvektor
k_B	Boltzmann-Konstante
L	Faserlänge
L_D	Dispersionslänge
L_{NL}	Nichtlinearitätslänge
L_{eff}	Effektive Länge einer Faser
L_{tr}	Gesamtlänge einer Übertragungsstrecke
N	Ordnung
N_0	Anzahl der Null-Bits
N_1	Anzahl der Eins-Bits
N_{ph}	Photonenanzahl
\hat{N}	Nichtlinearer Operator
n	Linearer Brechungsindex
n_2	Nichtlinearer Brechungsindex
n_K	Brechzahl des Kerns
n_M	Brechzahl des Mantels
n_g	Gruppenindex
n_{sp}	Inversionskoeffizient
P	Leistung
P_0	Pulsspitzenleistung
P_{SBS}	Brillouin-Schwelle
P_{SRS}	Raman-Schwelle
P_{aus}	Ausgangsleistung
P_{ein}	Eingangsleistung
P_m	Mittlere optische Leistung
P_{sig}	Signalleistung
P_{therm}	Leistung des thermischen Rauschens
Q	Q -Faktor
R	Responsivität
R_L	Lastwiderstand
\vec{r}	Ortsvektor
S	Dispersionssteigung über der Wellenlänge
S_{ASE}	Rauschleistungsichte
S_{res}	Restdispersionssteigung
T	Zeitkoordinate innerhalb eines mitbewegten Zeitfensters
T_0	1/e-Pulsbreite
T_B	Dauer der Übertragung eines einzelnen Bits
T_{FWHM}	Full-Width Half-Maximum Pulsbreite

Symbol	Bedeutung
T_{abs}	Absolute Temperatur
\mathcal{T}	Normierte Zeitkoordinate innerhalb eines mitbewegten Zeitfensters
t	Zeitkoordinate
$U(z, \mathcal{T})$	Normierte Einhüllende
v_g	Gruppengeschwindigkeit
z	Longitudinale Ortskoordinate
α	Dämpfungskoeffizient
α_{dB}	Dämpfungskoeffizient in dB
α_S	Rayleigh-Dämpfungskoeffizient
β	Ausbreitungskonstante
β_k	k -ter Koeffizient der Taylor-Reihenentwicklung von β
γ	Kerr-Nichtlinearitätskoeffizient
ε_0	Dielektrizitätskonstante im Vakuum
η	Quantenwirkungsgrad
λ	Wellenlänge
λ_0	Trägerwellenlänge
λ_N	Nulldispersionswellenlänge
μ_0	Permeabilitätskonstante im Vakuum
σ	Varianz
σ_0	Varianz der Verteilungsdichte einer Null
σ_1	Varianz der Verteilungsdichte einer Eins
$\sigma_{\text{ASE-ASE}}^2$	Normierte ASE-ASE-Rauschleistung
$\sigma_{\text{ASE-shot}}^2$	Normierte ASE-Schrot-Rauschleistung
$\sigma_{\text{sig-ASE}}^2$	Normierte Signal-ASE-Rauschleistung
$\sigma_{\text{sig-shot}}^2$	Normierte Signal-Schrot-Rauschleistung
τ	Tastverhältnis
τ_g	Gruppenlaufzeit pro Faserlänge
τ_{gr}	Gruppenlaufzeit pro Länge des Lichtwellenleiters
φ	Winkel
χ	Suszeptibilität
ω	Kreisfrequenz
ω_0	Trägerkreisfrequenz

Abkürzungsverzeichnis

Abkürzung	Bedeutung
AM	Amplitudenmodulation
ASE	Amplified Spontaneous Emission
AWG	Arrayed-Waveguide Grating
BER	Bit-Error Rate – Bitfehlerrate
DCF	Dispersion-Compensating Fiber – Dispersionskompensierende Faser
DEMUX	Demultiplex
DM	Dispersion Managed
DSF	Dispersion-Shifted Fiber – Dispersionsverschobene Faser
DWDM	Dense Wavelength-Division Multiplex
EDFA	Erbium-Doped Fiber Amplifier – Erbiumdotierter Faserverstärker
EOP	Eye-Opening Penalty
ETDM	Electrical Time-Division Multiplex – Elektrisches Zeitmultiplex
FFT	Fast-Fourier Transform
FWHM	Full-Width Half-Maximum
FWM	Four-Wave Mixing – Vierwellenmischung
IFFT	Inverse Fast-Fourier Transform
IFWM	Intra-Channel Four-Wave Mixing
IM/DD	Intensity Modulation / Direct Detection
IXPM	Intra-Channel Cross-Phase Modulation
ISI	Inter-Symbol Interference
LED	Light-Emitting Diode – Licht-Emittierende Diode
MUX	Multiplex
NRZ	Non-Return to Zero
NZDSF	Nonzero Dispersion-Shifted Fiber
OOK	On-Off Keying – Digitale Amplitudenmodulation
OTDM	Optical Time-Division Multiplex – Optisches Zeitmultiplex
PM	Phasenmodulation
PMD	Polarization-Mode Dispersion – Polarisationsmodendispersion
PRBS	Pseudo-Random Bit Sequence
RZ	Return to Zero
SBS	Stimulated Brillouin-Scattering – Stimulierte Brillouin-Streuung
SMF	Single-Mode Fiber – Einmodenfaser
SNR	Signal-to-Noise Ratio – Signal-Rausch-Verhältnis

Abkürzung	Bedeutung
SOA	Semiconductor Optical Amplifier – Halbleiterlaserverstärker
SPM	Self-Phase Modulation – Selbstphasenmodulation
SRS	Stimulated Raman-Scattering – Stimulierte Raman-Streuung
SSMF	Standard Single-Mode Fiber – Standard-Einmodenfaser
TDM	Time-Division Multiplex – Zeitmultiplex
TEM	Transversal Elektro-Magnetisch
TOD	Third-Order Dispersion – Dispersion dritter Ordnung
WDM	Wavelength-Division Multiplex – Wellenlängenmultiplex
XPM	Cross-Phase Modulation – Kreuzphasenmodulation

Literaturverzeichnis

- [1] T. H. Maiman. Stimulated Optical Radiation in Ruby. *Nature*, 187(4736):493–494, August 1960.
- [2] G. P. Agrawal. *Fiber Optic Communication Systems*. Academic Press, San Diego, 2nd edition, 1997.
- [3] E. Patzak, J. Saniter, and D. Erasme. Technology Trends in Advanced Photonic (Sub)systems. IST Thematic Network project OPTIMIST, www.ist-optimist.org, June 2003.
- [4] M. Nakazawa. Tb/s OTDM Technology. In *ECOC*, volume 2, page Tu.L.2.3, Amsterdam, The Netherlands, October 2001.
- [5] K. Fukuchi, T. Kasamatsu, M. Morie, R. Ohhira, T. Ito, K. Sekiya, D. Ogasahara, and T. Ono. 10.92-Tb/s (273×40 -Gb/s) triple-band/ultra-dense WDM optical-repeated transmission experiment. In *OFC*, page PD24, Anaheim, California, March 2001.
- [6] A. Agarwal, S. B. Banerjee, D. F. Grosz, A. P. Küng, D. N. Maywar, A. Gurevich, and T. H. Wood. Ultra-High-Capacity Long-Haul 40-Gb/s WDM Transmission With 0.8-b/s/Hz Spectral Efficiency by Means of Strong Optical Filtering. *IEEE Photonics Technology Letters*, 15(3):470–472, March 2003.
- [7] G.-C. Gupta, L. L. Wang, O. Mizuhara, R. E. Tench, N. N. Dang, P. Tabaddor, and A. Judy. 2.3-Tb/s ($40 \text{ ch} \times 80 \text{ Gbit/s}$) Transmission With Spectral Efficiency of 0.8 b/s/Hz Over 21×100 km of Dispersion-Managed High Local Dispersion Fiber Using All-Raman Amplified Spans. *IEEE Photonics Technology Letters*, 15(7):996–998, July 2003.
- [8] R.-J. Essiambre, G. Raybon, and B. Mikkelsen. *Pseudo-Linear Transmission of High-Speed TDM Signals: 40 and 160 Gb/s*, volume IVB of *Optical Fiber Telecommunications*, chapter 6. Elsevier Science, USA, 2002.
- [9] D. G. Moodie, P. J. Cannard, A. J. Dann, D. D. Marcenac, C. W. Ford, J. Reed, R. T. Moore, J. K. Lucek, and A. D. Ellis. Low polarisation sensitivity electroabsorption modulators for 160 Gbit/s networks. *Electronics Letters*, 33(24):2068–2070, November 1997.

- [10] M. Lee, H.-E. Katz, C. Erben, D. M. Gill, P. Gopalan, J. D. Heber, and D. J. McGee. Broadband Modulation of Light by Using an Electro-Optic Polymer. *Science*, 298:1401–1403, November 2002.
- [11] D. Breuer and K. Petermann. Comparison of NRZ- and RZ-modulation format for 40 Gbit/s TDM Standard-Fiber Systems. *IEEE Photonics Technology Letters*, 9(3):398–400, March 1997.
- [12] A. H. Gnauk, S.-G. Park, J. M. Wiesenfeld, and L.D. Garrett. Highly dispersed pulses for 40 Gbit/s transmission over multiple 120-km spans of conventional single-mode fiber. In *IEEE LEOS Annual Meeting*, page PD 1.2, San Francisco, California, November 1999.
- [13] S.-G. Park, A.-H. Gnauck, J. M. Wiesenfeld, and L. D. Garret. 40-Gb/s Transmission Over Multiple 120-km Spans of Conventional Single-Mode Fiber Using Highly Dispersed Pulses. *IEEE Photonics Technology Letters*, 12(8):1085–1087, August 2000.
- [14] A. Hodžić, B. Konrad, and K. Petermann. Prechirp in NRZ-Based 40-Gb/s Single-Channel and WDM Transmission Systems. *IEEE Photonics Technology Letters*, 14(2):152–154, February 2002.
- [15] A. Hodžić, B. Konrad, and K. Petermann. Alternative Modulation Formats in $N \times 40$ Gb/s WDM Standard Fiber RZ-Transmission Systems. *Journal of Lightwave Technology*, 20(4):598–607, April 2002.
- [16] A. H. Gnauck, G. Raybon, S. Chandrasekhar, J. Leuthold, C. Doerr, L. Stulz, and E. Burrows. 25×40 -Gb/s Copolarized DPSK Transmission Over 12×100 -km NZDF With 50-GHz Channel Spacing. *IEEE Photonics Technology Letters*, 15(3):467–469, March 2000.
- [17] A. I. Siahlo, L. K. Oxenløwe, K. S. Berg, A. T. Clausen, K. Yvind, P. Jeppesen, and K. P. Hansen. Using a Phase Modulator for Improvement of the Tolerance to Second-Order Dispersion in a 160 Gb/s Transmission System. In *ECOC*, volume 3, page We4.P.105, Rimini, Italy, September 2003.
- [18] L. Moeller, Y. Su, X. Liu, J. Leuthold, and C. Xie. Generation of 160 Gb/s Carrier-Suppressed Return-to-Zero Signals. In *ECOC*, volume 1, page Mo3.6.3, Rimini, Italy, September 2003.
- [19] H. Murai, M. Kagawa, H. Tsuji, and K. Fujii. Single Channel 160 Gbit/s Carrier-Suppressed RZ Transmission over 640 km with EA Modulator Based OTDM Module. In *ECOC*, volume 1, page Mo3.6.4, Rimini, Italy, September 2003.

- [20] J. Berger, A. Wietfeld, S. Ferber, L. Grüner-Nielsen, B. Schmauss, and H. G. Weber. 160 Gbit/s Transmission over Dispersed Managed Fibre Set. In *ECOC*, volume 1, page Mo3.6.6, Rimini, Italy, September 2003.
- [21] G. Raybon, B. Mikkelsen, B. Zhu, R.-J. Essiambre, S. Stulz, A. Stentz, and L. Nelson. 160 Gb/s TDM transmission over record length of 400 km fiber (4×100 km) using distributed Raman amplification only. In *OAA*, page PD1, Québec, Canada, July 2000.
- [22] J.-L. Augé, M. Cavallari, M. Jones, P. Kean, D. Watley, and A. Hadjifotiou. Single channel 160 Gb/s OTDM propagation over 480 km of standard fiber using a 40 GHz semiconductor mode-locked laser pulse source. In *OFC*, page TuA3, Anaheim, California, March 2002.
- [23] M. Daikoku, T. Otani, and M. Suzuki. 160-Gb/s Four WDM Quasi-Linear Transmission Over 225-km NZ-DSF With 75-km Spacing. *IEEE Photonics Technology Letters*, 15(8):1165–1167, August 2003.
- [24] G. Charlet, J. Lazaro, E. Corbel, P. Tran, A. Klekamp, T. Lopez, H. Mardoyan, W. Idler, A. Konczykowska, J.-P. Thiéry, R. Dischler, and S. Bigo. One-hundred WDM-channel transatlantic transmission experiment at 43 Gbit/s using Raman repeaters with large 65 km spacing. In *ECOC*, volume 6, page Th4.3.3, Rimini, Italy, September 2003.
- [25] E. Lach, K. Schuh, M. Schmidt, B. Junginger, G. Charlet, P. Pecci, and G. Veith. 7×170 Gbit/s (160 Gbit/s + FEC overhead) DWDM transmission with 0.53 bit/s/Hz spectral efficiency over long haul distance of Standard SMF. In *ECOC*, volume 6, page Th4.3.5, Rimini, Italy, September 2003.
- [26] H. Sunnerud, M. Westlund, J. Li, J. Hansryd, M. Karlsson, P.-O. Hedekvist, and P. A. Andrekson. Long-Term 160 Gb/s-TDM, RZ Transmission with Automatic PMD Compensation and System Monitoring Using an Optical Sampling System. In *ECOC*, volume Post-Deadline Papers, page PD.M.1.9, Amsterdam, The Netherlands, October 2001.
- [27] H. Murai, M. Kagawa, H. Tsuji, K. Fujii, Y. Hashimoto, and H. Yokoyama. Single Channel 160 Gbit/s ($40 \text{ Gbit/s} \times 4$) 300 km - Transmission Using EA Modulator based - OTDM Module and 40 GHz External - Cavity Mode-locked LD. In *ECOC*, volume 1, page 2.1.4, Copenhagen, Denmark, September 2002.
- [28] U. Feiste, R. Ludwig, C. Schubert, J. Berger, C. Schmidt, H. G. Weber, B. Schmauss, A. Munk, B. Buchhold, D. Briggemann, F. Kueppers, and F. Rumpf. 160 Gbit/s Transmission over 116 km Field-Installed Fiber Using 160 Gbit/s OTDM and 40 Gbit/s ETDM. In *OFC*, page ThF3, Anaheim, California, March 2001.

- [29] E. Lach, M. Schmidt, K. Schuh, B. Junginger, and G. Veith. Advanced 160 Gbit/s OTDM system based on wavelength transparent 4×40 Gbit/s ETDM transmitters and receivers. In *OFC*, page TuA2, Anaheim, California, March 2002.
- [30] K. Schuh, M. Schmidt, E. Lach, B. Junginger, A. Klekamp, G. Veith, and S. Sillard. 4×160 Gbit/s DWDM / OTDM transmission over 3×80 km TeraLight-Reverse TeraLight fibre. In *ECOC*, volume 1, page 2.1.2, Copenhagen, Denmark, September 2002.
- [31] J. Yu, K. Kojima, N. Chand, M. C. Fischer, R. Espindola, and T. G. B. Mason. 160 Gb/s single-channel unrepeated transmission over 200 km of non-zero dispersion shifted fiber. In *ECOC*, volume Post-Deadline Papers, page PD.M.1.10, Amsterdam, The Netherlands, October 2001.
- [32] T. Yamamoto, U. Feiste, J. Berger, C. Schubert, C. Schmidt, R. Ludwig, and H. G. Weber. 160 Gbit/s demultiplexer with clock recovery using SOA-based interferometric switches and its application to 120 km fiber transmission. In *ECOC*, volume 2, page Tu.L.2.6, Amsterdam, The Netherlands, October 2001.
- [33] K. Nakajima and M. Ohashi. A study on the Relation Between DWDM Transmission Performance and Chromatic Dispersion. *IEEE Photonics Technology Letters*, 14(9):1276–1278, September 2002.
- [34] S. Kawanishi, H. Takara, K. Uchiyama, I. Shake, and K. Mori. 3 Tbit/s ($160 \text{ Gbit/s} \times 19$ channel) optical TDM and WDM transmission experiment. *Electronics Letters*, 35(10):826–827, May 1999.
- [35] B. Mikkelsen, G. Raybon, R.-J. Essiambre, K. Dreyer, Y. Su, L. E. Nelson, J. E. Johnson, G. Shtengel, A. Bond, D. G. Moodie, and A. D. Ellis. 160 Gbit/s single-channel transmission over 300 km nonzero-dispersion fiber with semiconductor based transmitter and demultiplexer. In *ECOC*, volume PD, pages 28–29, Nice, France, September 1999.
- [36] R. Ludwig, U. Feiste, S. Diez, C. Schubert, C. Schmidt, H. J. Ehrke, and H. G. Weber. Unrepeated 160 Gbit/s RZ Single Channel Transmission over 160 km of Standard Fiber at $1.55 \mu\text{m}$ with Hybrid MZI Optical DEMUX. *Electronics Letters*, 36(16):1405–1406, August 2000.
- [37] B. Mikkelsen, G. Raybon, B. Zhu, R. J. Essiambre, P. G. Bernasconi, K. Dreyer, L. W. Stulz, and S. N. Knudsen. High spectral efficiency (0.53 bit/s/Hz) WDM transmission of 160 Gb/s per wavelength over 400 km of fiber. In *OFC*, pages ThF2–1, Anaheim, California, March 2001.

- [38] B. Konrad, K. Petermann, J. Berger, R. Ludwig, C. M. Weinert, H. G. Weber, and B. Schmauss. Impact of Fiber Chromatic Dispersion in High-Speed TDM Transmission Systems, Invited paper. *IEEE Journal of Lightwave Technology*, 20(12):2129–2135, December 2002.
- [39] S. Ferber, R. Ludwig, C. Boerner, A. Wietfeld, B. Schmauss, J. Berger, C. Schubert, G. Unterboersch, and H. G. Weber. Comparison of DPSK and OOK Modulation Format in a 160 Gb/s Transmission System. In *ECOC*, volume 4, page Th2.6.2, Rimini, Italy, September 2003.
- [40] M. Schmidt, K. Schuh, E. Lach, M. Schilling, and G. Veith. 8×160 Gbit/s (1.28 Tbit/s) DWDM Transmission with 0.53 bit/s/Hz Spectral Efficiency Using Single EA-Modulator Based RZ Pulse Source and Demux. In *ECOC*, volume 1, page Mo3.6.5, Rimini, Italy, September 2003.
- [41] A. Suzuki, X. Wang, and T. Hasegawa. 8×160 Gb/s (1.28 Tb/s) DWDM/OTDM Unrepeated Transmission over 140 km Standard Fiber by Semiconductor-Based Devices. In *ECOC*, volume 1, page Mo3.6.1, Rimini, Italy, September 2003.
- [42] C. Boerner, J. Berger, S. Ferber, E. Hilliger, V. Marembert, C. Schmidt, R. Ludwig, and H. G. Weber. 160 Gb/s Clock Recovery and Demultiplexing Using One Single EAM. In *ECOC*, volume 4, page Th2.5.1, Rimini, Italy, September 2003.
- [43] G. Toptchiyski, S. Randel, K. Petermann, C. Schubert, J. Berger, and H. G. Weber. Comparison of switching windows of an all-optical 160 Gbit/s demultiplexer with base data rates of 10 Gbit/s and 40 Gbit/s. In *OFC*, page MB5, Anaheim, California, March 2001.
- [44] M. Heid, S. Spälter, G. Mohs, A. Färbert, W. Voigt, and H. Melchior. 160-Gbit/s demultiplexing based on a monolithically integrated Mach-Zehnder interferometer. In *ECOC*, volume Post-Deadline Papers, page PD.B.1.8, Amsterdam, The Netherlands, October 2001.
- [45] I. Shake, H. Takara, K. Uchiyama, I. Ogawa, T. Kitoh, T. Kitagawa, M. Okamoto, K. Magari, Y. Suzuki, and T. Morioka. 160 Gbit/s full optical time-division demultiplexing using FWM of Soa-array integrated on PLC. *Electronics Letters*, 38(1):37–38, January 2002.
- [46] E. Voges and K. Petermann, editors. *Optische Kommunikationstechnik*. Springer, Berlin, 2002.
- [47] I. Morita and N. Edagawa. Study on optimum OTDM signals for long-distance 40 Gbit/s transmission. In *OFC*, page TuA4, Anaheim, California, March 2002.

- [48] S. Randel, B. Konrad, and K. Petermann. Influence of Bitwise Phase Changes on the Performance of 160 Gbit/s Transmission Systems. In *ECOC*, volume 3, page P3.31, Copenhagen, Denmark, September 2002.
- [49] S. Randel, B. Konrad, A. Hodžić, and K. Petermann. Comparison of Modulation Formats for DWDM Transmission of 160 Gbit/s OTDM-Channels with Spectral Efficiency of 0.8 bit/s/Hz. In *ECOC*, volume 1, page Mo4.2.6, Rimini, Italy, September 2003.
- [50] R. Ludwig, S. Diez, A. Ehrhardt, L. Knüller, W. Pieper, and H. G. Weber. A Tunable Femtosecond Modelocked Semiconductor Laser for Applications in OTDM-Systems. *IEICE Trans. Electron.*, E81-C(2):140–145, February 1998.
- [51] C. M. Weinert, R. Ludwig, W. Pieper, H. G. Weber, D. Breuer, K. Petermann, and F. Küppers. 40 Gb/s and 4×40 Gb/s TDM/WDM Standard Fiber Transmission. *Journal of Lightwave Technology*, 17(11):2276–2284, November 1999.
- [52] C. Schmidt, C. Schubert, C. Boerner, C. M. Weinert, H. Bülow, E. Lach, and H. G. Weber. Investigation of Intra-Channel Four-Wave Mixing at 160 Gb/s Using an Optical Sampling System. In *ECOC*, volume 4, page Th2.5.2, Rimini, Italy, September 2003.
- [53] G. P. Agrawal. *Nonlinear Fiber Optics*. Academic Press, San Diego, 2nd edition, 1995.
- [54] N. Gisin, J.-P. Von der Weid, and J.-P. Pellaux. Polarization Mode Dispersion of Short and Long Single-Mode Fibers. *Journal of Lightwave Technology*, 9(7):821–827, July 1991.
- [55] W. Weiershausen. Will we need 40 G in German WDM Networks? In *ECOC*, Rimini, Italy.
- [56] V. Srikant. Broadband dispersion and dispersion slope compensation in high bit rate and ultra long haul systems. In *OFC*, page TuH1, Anaheim, California, March 2001.
- [57] E. Hellström, M. Westlund, H. Sunnerud, M. Karlsson, and P. A. Andrekson. Evaluation of Third-Order Dispersion Compensation by Phase Modulation for 160 Gb/s RZ Data Using an All-Optical Sampling System. In *ECOC*, volume 3, page 6.1.5, Copenhagen, Denmark, September 2002.
- [58] K. Grobe. *Ein nichtlineares Breitbandmodell für Einmodenfasern*. PhD thesis, Universität Hannover, Hannover, 1998.

- [59] D. Anderson and M. Lisak. Nonlinear asymmetric self-phase modulation and self-steepening of pulses in long optical waveguides. *Physical Review A*, 27(3):1393–1398, March 1983.
- [60] E. Bourkoff, W. Zhao, and R. I. Joseph. Intensity-dependent spectra of pulses propagating in optical fibers. *Optics Communications*, 62(4):284–288, May 1987.
- [61] P. V. Mamyshev and S. V. Chernykov. Ultrashort-pulse propagation in optical fibers. *Optics Letters*, 15(19):1076–1078, October 1990.
- [62] D. Marcuse, editor. *Theory of Dielectric Optical Waveguides*. Academic Press, Boston, 1991.
- [63] J. K. Ranka and A. L. Gaeta. Breakdown of the slowly varying envelope approximation in the self-focusing of ultrashort pulses. *Optics Letters*, 23(7):534–536, April 1998.
- [64] M. Plura, J. Kissing, J. Lenge, and E. Voges. Einfluss des Self-Steepening-Effektes in hochbitratigen optischen Weitverkehrsstrecken. In *2. ITG-Fachtagung Photonische Netze*, pages 157–164, Dresden, Germany, March 2001.
- [65] I. Shake, H. Takara, K. Mori, S. Kawanishi, and Y. Yamabayashi. Influence of inter-bit four-wave mixing in optical TDM transmission. *Electronics Letters*, 34(16):1600–1601, August 1998.
- [66] R.-J. Essiambre, B. Mikkelsen, and G. Raybon. Intra-channel cross-phase modulation and four-wave mixing in high-speed TDM systems. *Electronics Letters*, 35(18):1576–1578, September 1999.
- [67] P. V. Mamyshev and N. A. Mamysheva. Pulse-overlapped dispersion-managed data transmission and intrachannel four-wave mixing. *Optics Letters*, 24(21):1454–1456, November 1999.
- [68] A. Mecozzi, C. Balslev Clausen, and M. Shtaif. Analysis of Intrachannel Nonlinear Effects in Highly Dispersed Optical Pulse Transmission. *IEEE Photonics Technology Letters*, 12(4):392–394, April 2000.
- [69] F. Neddham and S. Wabnitz. Role of Intra and Interchannel Cross-Phase Modulation in Higher Order Fiber Dispersion Management. *IEEE Photonics Technology Letters*, 12(7):798–800, July 2000.
- [70] F. Merlaud and S.-G. Turitsyn. Intra-Channel Four Wave Mixing And Ghost Pulses Generation: Time Domain Approach. In *ECOC*, volume 3, pages 35–36, Munich, Germany, September 2000.

- [71] C. Balslev Clausen, A. Mecozzi, and M. Shtaif. Nonlinear Intra-Channel Effects: System Impairments and Their Remedy. In *ECOC*, volume 3, pages 33–34, Munich, Germany, September 2000.
- [72] A. Mecozzi, C. Balslev Clausen, and M. Shtaif. System Impact of Intra-Channel Nonlinear Effects in Highly Dispersed Optical Pulse Transmission. *IEEE Photonics Technology Letters*, 12(12):1633–1635, December 2000.
- [73] A. Mecozzi, C. B. Clausen, M. Shtaif, S.-G. Park, and A. H. Gnauck. Cancellation of Timing and Amplitude Jitter in Symmetric Links Using Highly Dispersed Pulses. *IEEE Photonics Technology Letters*, 13(5):445–447, May 2001.
- [74] S. Kumar, J. C. Mauro, S. Raghavan, and D. Q. Chowdhury. Intrachannel Nonlinear Penalties in Dispersion-Managed Transmission Systems. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, 8(3):626–631, May/June 2002.
- [75] J. Mårtensson, M. Westlund, and A. Berntson. Intra-channel pulse interactions in 40 Gb/s dispersion-managed RZ transmission system. *Electronics Letters*, 36(3):244–246, February 2000.
- [76] R. I. Killey, H. J. Thiele, and P. Bayvel. Improving the Performance of 40 Gbit/s-Based WDM Transmission Over Standard Fibre. In *ECOC*, volume 3, pages 29–30, Munich, Germany, September 2000.
- [77] R. I. Killey, H. J. Thiele, V. Mikhailov, and P. Bayvel. Reduction of Intrachannel Nonlinear Distortion in 40-Gb/s-Based WDM Transmission over Standard Fiber. *IEEE Photonics Technology Letters*, 12(12):1624–1626, December 2000.
- [78] C. Headley and G. P. Agrawal. Unified description of ultrafast stimulated Raman scattering in optical fibers. *Journal of the Optical Society of America*, 13(10):2170–2177, October 1996.
- [79] E. Poutrina and J. P. Agrawal. Effect of Distributed Raman Amplification on Timing Jitter in Dispersion-Managed Lightwave Systems. *IEEE Photonics Technology Letters*, 14(1):39–40, January 2002.
- [80] J. Santhanam and G. P. Agrawal. Raman-Induced Timing Jitter in Dispersion-Managed Optical Communication Systems. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, 8(3):632–639, May/June 2002.
- [81] T. Okuno, T. Ooishi, T. Kato, Y. Yokoyama, M. Yoshida, Y. Takahashi, Y. Makio, and M. Nishimura. Optimum dispersion of non-zero dispersion shifted fiber for high bit rate DWDM systems. In *OFC*, page TuH4, Anaheim, California, March 2001.

- [82] Y. Frignac and S. Bigo. Numerical optimization of residual dispersion in dispersion-managed systems at 40 Gbit/s. In *OFC*, page TuD3, Baltimore, Maryland, March 2000.
- [83] G. Raybon, B. Mikkelsen, R.-J. Essiambre, A. J. Stentz, T. N. Nielsen, D. W. Peckham, L. Hsu, L. Gruner-Nielsen, K. Dreyer, and J. E. Johnson. 320 Gbit/s single-channel pseudo-linear transmission over 200 km of nonzero-dispersion fiber. In *OFC*, page PD 29, Baltimore, Maryland, March 2000.
- [84] M. J. Li. Recent progress in fiber dispersion compensators. In *ECOC*, volume 4, page Th.M.1.1, Amsterdam, The Netherlands, October 2001.
- [85] Virtual Photonics Incorporated. *Photonic Modules Reference Manual*. New Jersey, October 2002.
- [86] C. Kurtzke. *Kapazitätsgrenzen digitaler optischer Übertragungssysteme*. PhD thesis, Technische Universität Berlin, Berlin, 1994.
- [87] D. Breuer. *Untersuchungen zu optischen Übertragungssystemen bei 10 Gbit/s und 40 Gbit/s im verlegten Glasfasernetz*. PhD thesis, Technische Universität Berlin, Berlin, 1999.
- [88] C. Francia. Constant Step-Size Analysis in Numerical Simulation in Optical Fiber Transmission Systems. *IEEE Photonics Technology Letters*, 11(1):69–71, January 1999.
- [89] J. P. Gordon and H. A. Haus. Random walk of coherently amplified solitons in optical fiber transmission. *Optics Letters*, 11(10):665–667, October 1986.
- [90] J. Auyeung and A. Yariv. Spontaneous and Stimulated Raman Scattering in Long Low Loss Fibers. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 14(5):347–352, May 1978.
- [91] Minhui Yan, Jianping Chen, Wenning Jiang, Jianlang Li, Junfeng Chen, and Xin Li. Pump Depletion Induced Noise and Crosstalk in Distributed Optical Fiber Raman Amplifiers. *IEEE Photonics Technology Letters*, 13(7):651–653, July 2001.
- [92] K. Song and S. D. Dods. Cross Modulation of Pump-Signals in Distributed Raman Amplifiers, Theory and Experiment. *IEEE Photonics Technology Letters*, 13(11):1173–1175, November 2001.
- [93] T. Okuno and M. Nishimura. Effects of stimulated Raman amplification in optical fibre on stimulated brillouin scattering threshold power. *Electronics Letters*, 38(1):14–16, January 2002.

- [94] S. Namiki and Y. Emori. Recent advances in ultra-wideband Raman amplifiers. In *OFC*, page FF1, Baltimore, Maryland, March 2000.
- [95] S. Namiki and Y. Emori. Broadband Raman amplifiers design and practice. In *OAA*, page OMB2, Quebec, Canada, July 2000.
- [96] C. M. McIntosh, D. N. Christodoulides, J. Toulouse, A. Grandpierre, and J. A. Spirko. Gain Enhancement in a Raman Amplifier via Optical Filtering Techniques. In *OAA*, page OMB3, Quebec, Canada, July 2000.
- [97] A. Carena, V. Curri, and P. Poggiolini. Comparison between different configurations of Hybrid Raman/Erbium-Doped Fiber Amplifiers. In *OFC*, volume 2, pages TuA3–1, Anaheim, California, March 2001.
- [98] R.-J. Essiambre. Effects of Raman Noise and Double Rayleigh Backscattering on Bidirectionally Raman-Pumped Systems at Constant Fibre Nonlinearity. In *ECOC*, volume 2, page Tu.A.1.1, Amsterdam, The Netherlands, October 2001.
- [99] P. B. Hansen, L. Eskildsen, A. J. Stentz, T. A. Strasser, J. Judkins, J. J. De-Marco, R. Pedrazzani, and D. J. DiGiovanni. Rayleigh Scattering Limitations in Distributed Raman Pre-Amplifiers. *IEEE Photonics Technology Letters*, 10(1):159–161, January 1998.
- [100] R. H. Stolen and E. P. Ippen. Raman gain in glass optical waveguides. *Applied Physics Letters*, 22(6):276–278, March 1973.
- [101] B. Mikkelsen, G. Raybon, and R.-J. Essiambre. 160 Gb/s TDM transmission systems. In *ECOC*, volume 6.1.1, pages 125–128, Munich, Germany, September 2000.
- [102] R. Ludwig, U. Feiste, C. Schmidt, C. Schubert, J. Berger, E. Hilliger, M. Kroh, T. Yamamoto, C. M. Weinert, and H. G. Weber. Enabling Transmission at 160 Gbit/s. In *OFC*, page TuA1, Anaheim, California, March 2002.
- [103] S. Diez, C. Schubert, U. Feiste, R. Ludwig, J. Berger, and H. G. Weber. 160 Gb/s All-Optical Demultiplexing using a Gain-Transparent Ultrafast-Nonlinear Interferometer. In *OAA*, page PD9, Quebec, Canada, July 2000.
- [104] R. C. Steele, G. R. Walker, and N. G. Walker. Sensitivity of Optically Preamplified Receivers with Optical Filtering. *IEEE Photonics Technology Letters*, 3(6):545–547, June 1991.
- [105] N. A. Olsson. Lightwave Systems With Optical Amplifiers. *Journal of Lightwave Technology*, 7(7):1071–1082, July 1989.

- [106] C. M. Weinert, J. Berger, U. Feiste, E. Hilliger, B. Konrad, M. Kroh, R. Ludwig, K. Petermann, C. Schmidt, C. Schubert, H. G. Weber, and T. Yamamoto. High Bit Rate OTDM-Transmission on Standard Fibre. *AEÜ International Journal of Electronics and Communications*, 55(5):349–353, November 2001.
- [107] F. Matera and M. Settembre. Role of Q-Factor and of Time Jitter in the Performance Evaluation of Optically Amplified Transmission Systems. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, 6(2):308–316, March/April 2000.
- [108] M. C. Jeruchim. Techniques for Estimating the Bit Error Rate in the Simulation of Digital Communication Systems. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, SAC-2(1):153–170, January 1984.
- [109] M. C. Jeruchim, P. Balaban, and K. S. Shanmugan. *Simulation of Communication Systems*. Kluwer Academic, New York, 2 edition, 2000.
- [110] M. Westlund, H. Sunnerud, and M. Karlsson. 160 Gb/s Optical Data Pattern Monitoring Using a Software-Synchronized All-Optical Sampling System. In *ECOC*, volume 1, page Mo3.6.2, Rimini, Italy, September 2003.
- [111] I. Shake, H. Takara, K. Uchiyama, and Y. Yamabayashi. Quality Monitoring of Optical Signals Influenced by Chromatic Dispersion in a Transmission Fiber Using Averaged Q-Factor Evaluation. *IEEE Photonics Technology Letters*, 13(4):385–387, April 2001.
- [112] F. Buchali, W. Baumert, H. Bülow, U. Feiste, R. Ludwig, and H. G. Weber. Eye Monitoring in a 160 Gbit/s RZ Field Transmission System. In *ECOC*, volume 3, page We.F.2.5, Amsterdam, The Netherlands, October 2001.
- [113] I. Shake, H. Takara, and S. Kawanishi. Simple Q Factor Monitoring for BER Estimation Using Opened Eye Diagrams Captured by High-Speed Asynchronous Electrooptical Sampling. *IEEE Photonics Technology Letters*, 15(4):620–622, April 2003.
- [114] J.-P. Elbers, A. Färbert, C. Scheerer, C. Glingener, and G. Fischer. Reduced Model to Describe SPM-Limited Fiber Transmission in Dispersion-managed Lightwave systems. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, 6(2):276–281, March/April 2000.
- [115] C. Fürst, C. Scheerer, G. Mohs, J.-P. Elbers, and C. Glingener. Influence of the dispersion map on limitations due to cross-phase modulation in WDM multispan transmission systems. In *OFC*, page MF4, Anaheim, California, March 2001.

- [116] B. Konrad and K. Petermann. Optimum Fiber Dispersion in High-Speed TDM Systems. *IEEE Photonics Technology Letters*, 13(4):299–301, April 2001.
- [117] B. Konrad, A. Hodžić, S. Randel, and K. Petermann. Optimale Faserdispersion in Optischen $N \times 160$ Gb/s WDM-Übertragungssystemen. In *4. ITG-Fachtagung Photonische Netze*, pages 131–135, Leipzig, Germany, May 2003.
- [118] B. Konrad, S. Randel, A. Hodžić, and K. Petermann. Optimum Fiber Chromatic Dispersion for $N \times 160$ Gbit/s DWDM Systems. In *ECOC*, volume 3, page We4.P.120, Rimini, Italy, September 2003.
- [119] A. Cauvin, Y. Frignac, and S. Bigo. Single-Channel Nonlinear Impairments at Various Bit-Rates in Dispersion Managed Systems. In *ECOC*, volume 1, page Mo4.2.4, Rimini, Italy, September 2003.
- [120] D. Breuer, H. J. Ehrke, F. Küppers, R. Ludwig, K. Petermann, H. G. Weber, and K. Weich. Unrepeated 40 Gbit/s RZ Single-Channel Transmission at $1.55 \mu\text{m}$ Using Various Fiber Types. *IEEE Photonics Technology Letters*, 10(6):822–824, June 1998.
- [121] C. Fürst, G. Mohs, H. Geiger, and G. Fischer. Performance limits of nonlinear RZ and NRZ coded transmission at 10 and 40 Gb/s on different fibers. In *OFC*, page WM 31, Baltimore, Maryland, March 2000.
- [122] S. Randel. Messergebnisse. Mündliche Mitteilung, January 2003.
- [123] A. F. Judy. Optimum Fiber Dispersion for Multi-Wavelength 40 Gbit/s NRZ and RZ Transmission. In *ECOC*, volume 2, pages 280–281, Nice, France, September 1999.
- [124] B. Dany, O. Leclerc, F. Neddham, and P. Le Lourec. Optimization of 40 Gbit/s dispersion maps for long-haul WDM transmissions with up to 0.4 bit/s/Hz spectral efficiency. In *OFC*, page TuN5, Anaheim, California, March 2001.
- [125] A. Pizzinat, A. Schiffrini, F. Alberti, F. Matera, A. N. Pinto, and P. Almeida. 40-Gb/s Systems on G.652 Fibers: Comparison Between Periodic and All-at-the-End Dispersion Compensation. *IEEE Journal of Lightwave Technology*, 20(9):1673–1679, September 2002.
- [126] A. Pizzinat, A. Schiffrini, F. Alberti, A. Paoletti, D. Caccioli, P. Griggio, P. Minzioni, and F. Matera. Numerical and Experimental Comparison of Dispersion Compensation Techniques on Different Fibers. *IEEE Photonics Technology Letters*, 14(10):1415–1417, October 2002.

- [127] B. Konrad, A. Hodžić, and K. Petermann. Dispersion Compensation Schemes for 160 Gb/s TDM-Transmission over SSMF and NZDSF. In *ECOC*, volume 2, page Tu.L.2.4, Amsterdam, The Netherlands, October 2001.
- [128] D. Breuer, N. Hanik, C. Caspar, F. Raub, G. Bramann, M. Rohde, E.-J. Bachus, S. McLeod, and M. Edwards. WDM-Transmission Over Mixed Fiber Infrastructures. In *ECOC*, volume 3, page P3.28, Copenhagen, Denmark, September 2002.
- [129] A. Färbert, C. Glingener, and G. Fischer. Optimal dispersion management for long-haul optical transmission systems. In *ECOC*, volume 1, pages 154–155, Nice, France, September 1999.
- [130] Y. Frignac, H. Bissessur, P. Pecci, and S. Bigo. Dispersion management optimization for 160 Gb/s transmission systems using RZ or CS-RZ modulation formats. In *ECOC*, volume 3, page 6.1.1, Copenhagen, Denmark, October 2002.

Eigene Veröffentlichungen

1. D. Breuer, U. Feiste, B. Konrad, R. Ludwig, K. Petermann, H.G. Weber, and C. Weinert. Modelling and experimens of high speed TDM systems. In *Integrated Photonics Research*, volume 45, page 28, Quebec, Canada, July 2000.
2. D. Breuer, U. Feiste, B. Konrad, R. Ludwig, K. Petermann, H. G. Weber, and C. M. Weinert. Optische TDM-Übertragungssysteme bei Kanalraten um 40-160 Gbit/s. In *7. ITG-Fachtagung Kommunikationskabelnetze*, pages 221–224, Köln, Germany, December 2000.
3. A. Hodžić, B. Konrad, and K. Petermann. Vergleich von RZ- und CS-RZ-Modulationsformaten in optischer $N \times 40$ Gbit/s WDM-Übertragung über Standardfaser. In *2. ITG-Fachtagung Photonische Netze*, pages 151–156, Dresden, Germany, March 2001.
4. B. Konrad and K. Petermann. Optimum Fiber Dispersion in High-Speed TDM Systems. *IEEE Photonics Technology Letters*, 13(4):299–301, April 2001.
5. J. Berger, D. Breuer, U. Feiste, B. Konrad, R. Ludwig, K. Petermann, H. G. Weber, and C. M. Weinert. Optical TDM-Transmission Systems for Channel Rates of 40 Gbit/s and above. In *ICTON*, page Mo.A.2, Cracow, Poland, June 2001.
6. A. Hodžić, B. Konrad, and K. Petermann. Novel Modulation Format For $N \times 40$ Gbit/s WDM Transmission With 50 GHz Channel Spacing. In *ECOC*, volume 1, page Mo.L.3.3, Amsterdam, The Netherlands, October 2001.
7. B. Konrad, A. Hodžić, and K. Petermann. Dispersion Compensation Schemes for 160 Gb/s TDM-Transmission over SSMF and NZDSF. In *ECOC*, volume 2, page Tu.L.2.4, Amsterdam, The Netherlands, October 2001.
8. A. Hodžić, B. Konrad, and K. Petermann. Improvement of NRZ based 40 Gbit/s single channel and WDM transmission using pre-chirp. In *IEEE LEOS Annual Meeting*, volume 1, pages 218–219, San Diego, California, November 2001.
9. C. M. Weinert, J. Berger, U. Feiste, E. Hilliger, B. Konrad, M. Kroh, R. Ludwig, K. Petermann, C. Schmidt, C. Schubert, H. G. Weber, and T. Yamamoto. High Bit Rate OTDM-Transmission on Standard Fibre. *AEÜ International Journal of Electronics and Communications*, 55(5):349–353, November 2001.

-
10. A. Hodžić, B. Konrad, and K. Petermann. Prechirp in NRZ-Based 40-Gb/s Single-Channel and WDM Transmission Systems. *IEEE Photonics Technology Letters*, 14(2):152–154, February 2002.
 11. A. Hodžić, B. Konrad, and K. Petermann. Alternative modulation formats for 40 Gb/s WDM transmission systems. In *3. ITG-Fachtagung Photonische Netze*, pages 95–104, Dresden, Germany, April 2002.
 12. A. Hodžić, B. Konrad, and K. Petermann. Alternative Modulation Formats in $N \times 40$ Gb/s WDM Standard Fiber RZ-Transmission Systems. *Journal of Lightwave Technology*, 20(4):598–607, April 2002.
 13. A. Hodžić, B. Konrad, S. Randel, and K. Petermann. Performance comparison of $4N \times 40$ Gb/s and $N \times 160$ Gb/s transmission systems. In *ECOC*, volume 3, page P3.24, Copenhagen, Denmark, September 2002.
 14. S. Randel, B. Konrad, and K. Petermann. Influence of Bitwise Phase Changes on the Performance of 160 Gbit/s Transmission Systems. In *ECOC*, volume 3, page P3.31, Copenhagen, Denmark, September 2002.
 15. A. Hodžić, B. Konrad, S. Randel, and K. Petermann. Improved $N \times 40$ Gb/s NRZ based WDM transmission performance with polarization switching. In *IEEE LEOS Annual Meeting*, volume 1, page MN3, Glasgow, UK, November 2002.
 16. B. Konrad, K. Petermann, J. Berger, R. Ludwig, C. M. Weinert, H. G. Weber, and B. Schmauss. Impact of Fiber Chromatic Dispersion in High-Speed TDM Transmission Systems, Invited Paper. *IEEE Journal of Lightwave Technology*, 20(12):2129–2135, December 2002.
 17. A. Hodžić, B. Konrad, and K. Petermann. Improvement of System Performance in $N \times 40$ -Gb/s WDM Transmission Using Alternate Polarizations. *IEEE Photonics Technology Letters*, 15(1):153–155, January 2003.
 18. A. Hodžić, M. Winter, B. Konrad, S. Randel, and K. Petermann. Comparison of 10/40/160 Gb/s/ch based DWDM transmission systems with equal system capacity and equal spectral efficiency. In *4. ITG-Fachtagung Photonische Netze*, pages 119–124, Leipzig, Germany, May 2003.
 19. B. Konrad, A. Hodžić, S. Randel, and K. Petermann. Optimale Faserdispersion in Optischen $N \times 160$ Gb/s WDM-Übertragungssystemen. In *4. ITG-Fachtagung Photonische Netze*, pages 131–135, Leipzig, Germany, May 2003.
 20. A. Hodžić, B. Konrad, H. Louchet, K. Petermann, and S. Randel. Strategies for Spectrally Efficient Optical Fiber Communication Systems with Direct Detection. In *ICTON*, Cracow, Poland, June 2003.

-
21. A. Hodžić, M. Winter, B. Konrad, S. Randel, and K. Petermann. Optimized Filtering for 40-Gb/s/Ch-Based DWDM Transmission Systems Over Standard Single-Mode Fiber. *IEEE Photonics Technology Letters*, 15(7):1002–1004, July 2003.
 22. A. Hodžić, M. Winter, B. Konrad, H. Louchet, S. Randel, and K. Petermann. Optimum Channel Data Rate for DWDM Transmission Systems with the Spectral Efficiency of 0.8 bit/s/Hz. In *ECOC*, volume 3, page We4.P.106, Rimini, Italy, September 2003.
 23. A. Hodžić, M. Winter, B. Konrad, S. Randel, and K. Petermann. Comparison of 10/40/160 Gb/s/ch based DWDM transmission systems with equal system capacity and equal spectral efficiency. In *Proceedings of SPIE – ITcom*, volume 5247, page 5247-06, Orlando, Florida, September 2003.
 24. B. Konrad, S. Randel, A. Hodžić, and K. Petermann. Optimum Fiber Chromatic Dispersion for $N \times 160$ Gbit/s DWDM Systems. In *ECOC*, volume 3, page We4.P.120, Rimini, Italy, September 2003.
 25. S. Randel, B. Konrad, A. Hodžić, and K. Petermann. Comparison of Modulation Formats for DWDM Transmission of 160 Gbit/s OTDM-Channels with Spectral Efficiency of 0.8 bit/s/Hz. In *ECOC*, volume 1, page Mo4.2.6, Rimini, Italy, September 2003.
 26. A. Hodžić, B. Konrad, H. Louchet, K. Petermann, and S. Randel. Spectrally Efficient Optical Fiber Communication Systems with Intensity Modulation. In *Proceedings of SPIE – APOC*, volume 5281, page 5281-76, Wuhan, China, November 2003.
